



EE 4
S.W. 14
10/22/01

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Yutaka OKAMOTO

GAU: 2615

SERIAL NO: 09/811,449

EXAMINER:

FILED: March 20, 2001

FOR: DIGITAL DATA PLAY BACK APPARATUS AND METHOD FOR PLAYING BACK DIGITAL DATA

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS
WASHINGTON, D.C. 20231

RECEIVED

MAY 29 2001

SIR:

- Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number [US App No], filed [US App Dt], is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

COUNTRY	APPLICATION NUMBER	MONTH/DAY/YEAR
JAPAN	2000-385342	December 19, 2000

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- are submitted herewith
- will be submitted prior to payment of the Final Fee
- were filed in prior application Serial No. filed
- were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
- (B) Application Serial No.(s)
- are submitted herewith
- will be submitted prior to payment of the Final Fee.

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Marvin J. Spivak
Registration No. 24,913Joseph A. Scafetta, Jr.
Registration No. 26,803

22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 10/98)

09/811,449



日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出願年月日
Date of Application:

2000年12月19日

出願番号
Application Number:

特願2000-385342

出願人
Applicant(s):

株式会社東芝

RECEIVED

MAY 29 2001

Technology Center 2600

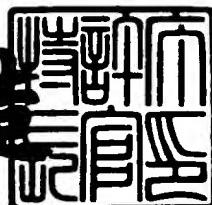


CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 1月26日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3002206

【書類名】 特許願
【整理番号】 A000006817
【提出日】 平成12年12月19日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 G11B 7/00
【発明の名称】 デジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方法
【請求項の数】 8
【発明者】
【住所又は居所】 神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社東芝柳町事
業所内
【氏名】 岡本 豊
【特許出願人】
【識別番号】 000003078
【氏名又は名称】 株式会社 東芝
【代理人】
【識別番号】 100058479
【弁理士】
【氏名又は名称】 鈴江 武彦
【電話番号】 03-3502-3181
【選任した代理人】
【識別番号】 100084618
【弁理士】
【氏名又は名称】 村松 貞男
【選任した代理人】
【識別番号】 100068814
【弁理士】
【氏名又は名称】 坪井 淳
【選任した代理人】
【識別番号】 100092196

【弁理士】

【氏名又は名称】 橋本 良郎

【選任した代理人】

【識別番号】 100091351

【弁理士】

【氏名又は名称】 河野 哲

【選任した代理人】

【識別番号】 100088683

【弁理士】

【氏名又は名称】 中村 誠

【選任した代理人】

【識別番号】 100070437

【弁理士】

【氏名又は名称】 河井 将次

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011567

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 デジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】 記録媒体から読み取った信号を、可変周波数発振手段から出力されるクロック周期でサンプリングすることによりデジタルデータに変換する変換手段と、

この変換手段から出力されたデジタルデータを、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、パーシャルレスポンスのクラスに合致した波形に等化する等化手段と、

この等化手段から出力された信号波形に対して、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、データの検出を行なうデータ検出手段と、

前記等化手段から出力された信号波形と、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックとの位相誤差の勾配を検出する位相誤差勾配検出手段と、

この位相誤差勾配検出手段で検出された位相誤差勾配に基づいて、前記可変周波数発振手段の発振周波数を制御する制御手段とを具備してなることを特徴とするデジタルデータ再生装置。

【請求項2】 前記位相誤差勾配検出手段は、

前記等化手段から出力された信号波形の時間的に連続した2つのサンプル点における振幅値を加算する加算手段と、

この加算手段で得られた加算結果に基づいて、前記等化手段から出力された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値を予測する予測手段と、

この予測手段によって予測された振幅値と、前記等化手段から出力された信号波形とにに基づいて、位相誤差の勾配を検出する検出手段とを具備してなることを特徴とする請求項1記載のデジタルデータ再生装置。

【請求項3】 前記位相誤差勾配検出手段は、

前記等化手段から出力された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値を予測する予測手段と、

この予測手段によって予測された振幅値の履歴を記録する記録手段と、

前記予測手段によって予測された振幅値及び前記記録手段に記録された振幅値の履歴に基づいて、前記等化手段から出力された信号波形の複数のサンプル点における位相誤差の勾配を算出する演算手段と、

前記予測手段によって予測された振幅値及び前記記録手段に記録された振幅値の履歴に基づいて、前記演算手段の出力を選択する選択手段とを具備してなることを特徴とする請求項1記載のデジタルデータ再生装置。

【請求項4】 前記位相誤差勾配検出手段は、

前記等化手段から出力された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値を予測する予測手段と、

この予測手段によって予測された振幅値の履歴を記録する記録手段と、

前記予測手段によって予測された振幅値及び前記記録手段に記録された振幅値の履歴に基づいて、前記等化手段から出力された信号波形の複数のサンプル点系列が、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1）クロック分の連続した第1の値と、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1）クロック分の連続した第2の値とが、隣接している書き込み電流パターンにより形成された前記記録媒体上のピットまたはマークを読み出した場合のサンプル点系列であると判断する判定手段と、

この判定手段による判断結果に応じて、前記予測手段によって予測された振幅値及び前記記録手段に記録された振幅値の履歴に基づいて、前記等化手段から出力される信号波形の複数のサンプル時刻から位相誤差の勾配を算出する演算手段とを具備してなることを特徴とする請求項1記載のデジタルデータ再生装置。

【請求項5】 記録媒体から読み取った信号を、可変周波数発振手段から出力されるクロック周期でサンプリングすることによりデジタルデータに変換する第1の工程と、

この第1の工程で出力されたデジタルデータを、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、パーシャルレスポンスのクラスに合致した波形に等化する第2の工程と、

この第2の工程で出力された信号波形に対して、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、データの検出を行なう第3の工程と、

前記第2の工程で出力された信号波形と、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックとの位相誤差の勾配を検出する第4の工程と、

この第4の工程で検出された位相誤差勾配に基づいて、前記可変周波数発振手段の発振周波数を制御する第5の工程とを経るようにしてなることを特徴とするデジタルデータ再生方法。

【請求項6】 前記第4の工程は、

前記第2の工程で出力された信号波形の時間的に連続した2つのサンプル点における振幅値を加算する加算工程と、

この加算工程で得られた加算結果に基づいて、前記第2の工程で出力された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値を予測する予測工程と、

この予測手段によって予測された振幅値と、前記第2の工程で出力された信号波形とに基づいて、位相誤差の勾配を検出する検出工程とを経るようにしてなることを特徴とする請求項5記載のデジタルデータ再生方法。

【請求項7】 前記第4の工程は、

前記第2の工程で出力された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値を予測する予測工程と、

この予測工程によって予測された振幅値の履歴を記録する記録工程と、

前記予測工程によって予測された振幅値及び前記記録工程によって記録された振幅値の履歴に基づいて、前記第2の工程で出力された信号波形の複数のサンプル点における位相誤差の勾配を算出する演算工程と、

前記予測工程によって予測された振幅値及び前記記録工程によって記録された振幅値の履歴に基づいて、前記演算工程の出力を選択する選択工程とを経るようにしてなることを特徴とする請求項5記載のデジタルデータ再生方法。

【請求項8】 前記第4の工程は、

前記第2の工程で出力された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値を予測する予測工程と、

この予測工程によって予測された振幅値の履歴を記録する記録工程と、

前記予測工程によって予測された振幅値及び前記記録工程によって記録された

振幅値の履歴に基づいて、前記第2の工程で出力された信号波形の複数のサンプル点系列が、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1）クロック分の連續した第1の値と、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1）クロック分の連續した第2の値とが、隣接している書き込み電流パターンにより形成された前記記録媒体上のピットまたはマークを読み出した場合のサンプル点系列であると判断する判定工程と、

この判定工程による判断結果に応じて、前記予測工程によって予測された振幅値及び前記記録工程によって記録された振幅値の履歴に基づいて、前記第2の工程で出力される信号波形の複数のサンプル時刻から位相誤差の勾配を算出する演算工程とを経るようにしてなることを特徴とする請求項5記載のデジタルデータ再生方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、例えばディスク等の記録媒体に、光学的、磁気的または光磁気的に記録されたデジタルデータを再生するデジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方法の改良に関する。

【0002】

【従来の技術】

周知のように、光学的、磁気的または光磁気的にデータパターンを記録する記憶装置の再生信号処理系は、一般に、記録媒体から再生ヘッドにより読み出された再生信号を增幅し、さらに波形等化器で再生信号波形を等化した後、データ検出器に入力してデータ識別を行ない、デコーダで復号を行なうことにより、再生データを得る構成となっている。

【0003】

すなわち、波形等化器により、データが記録チャンネルを通過した結果生じた歪みが補正されて、信号の誤り検出率が許容範囲内に収められ、データ検出器により、波形のピーク位置や、微分してゼロクロス点が求められる。近年のPRML (Partial Response Maximum Likelihood) 信号処理方式では、信号の前後の



相関を利用してシーケンスとして検出する方法が使われている。

【0004】

ここで、データを検出するためには、データが記録された間隔、すなわちチャネルクロックの周波数とその位相情報とが必要である。このチャンネルクロックは、再生された信号から、フェーズロックループ（PLL）を使うことによってリカバリ（回復）される。

【0005】

記録媒体に記録されたデータには、PLLを引き込むために、データを記録するクロックの整数倍の单一繰り返しデータパターンで信号が記録されたVFC領域が、データの最初の部分に存在する。波形等化後のVFC信号のピーク位置、あるいは、特定の閾値を信号が横切る位置を検出し、このタイミングでPLLを引き込むことにより、記録されたデータの周波数と位相に同期させることができる。

【0006】

以後のデータは、この同期させたクロックを使用して検出を行なうが、ディスクの回転数の変動等で、データの始めの部分と後の部分とでは、その位相は必ずしも合っていない。そこで、データの再生中でも、データの検出タイミングとPLLによる再生クロックとの位相のずれをPLLにフィードバックして、データ部分での位相のドリフトにもクロックを追従させるようにしている。

【0007】

VFC領域は单一波長であるので、高品位の位相信号が得られるが、データ部分は複雑な波形であるため、位相差の検出できる位置も少なく、波形干渉の影響で、その品位も低くなっている。PLLは、通常、VFC領域では、“引き込みモード”といって、高速に周波数を引き込み、その位相に追従するが、データ領域では、“トレースモード”というPLLのループゲインを低く抑えた動作に移行する。トレースモードでは、回転変動のような緩やかな周波数変動には追従するが、ノイズや波形干渉等によるビット単位の急激な変動には、追従することができない。

【0008】



P R M L 信号処理方式では、再生信号を波形等化器に入力する前に、A／Dコンバータを使用して離散時間で量子化する場合が多い。この場合の、A／Dコンバータに与えるサンプリングクロックも、PLLを使用してリカバリしたチャネルクロックが使用される。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

図25には、P R M L 信号処理で多用されるような離散時間で再生信号をサンプリングするのではなく、連続時間で閾値を検出し、データの検出を行なう場合の、光ディスク装置の信号が示されている。

【0010】

記録されるべきユーザデータは、0と1のランダムな組み合わせのデータ列であるが、記録媒体に記録するには、図25(a)に示すような1と1との間の0の数が特定の範囲に制御されるランレンジス制限(RLL)符号に変調される。データの書き込み信号は、マークエッジ記録の場合に、データ(a)が1の位置でオン／オフをトグルさせた信号(b)になり、その結果、媒体上には、マーク(c)が記録される。このマーク(c)を読み出した場合の再生信号(d)は、微分回路に通されることで、微分波形(e)が得られる。微分波形(e)のピークは、データ(a)のRLL符号で変調されたデータの1の位置に対応する。

【0011】

VFC領域の信号を使ってPLL回路でリカバリされたチャネルクロックが(g)であったとすると、このクロック(g)を基にして、データ検出ウィンドウ(f)を作ることができる。このデータ検出ウィンドウ(f)内に微分波形のピークがあれば1、ピークがない場合には0を出力するようにすれば、検出データ(h)を求めることができる。これは、データ(a)がRLL符号データであるから、これを復号回路に通せば、記録されたユーザデータを復元することができる。

【0012】

再生信号の位相とチャネルクロックの位相とが一致している場合には、微分信号(e)のピークは、データ検出ウィンドウ(f)の中央に位置していて、デー

タ検出ウインドウ (f) 内にピークがあるか否かを検出するのは容易であるが、位相がずれてくると、微分信号 (e) のピークがデータ検出ウインドウ (f) の端の方にずれて行き、最後には隣のウインドウに入ってしまって検出誤りを生じる。

【0013】

そこで、図26に示すように、微分波形のピーク位置とチャネルクロックとの位相差をPLLの位相比較器で検出し、チャージポンプで電圧値に変換し、その結果で電圧制御発振器（VCO）を制御する。これにより、再生信号とPLLでリカバリされるクロックの位相を一致させることができる。

【0014】

このような方式では、マークのエッジが、データ検出ウインドウ内の時間で立ち上がっていないと検出誤りを起こし易い。記録密度を高くしていくと、媒体の周波数応答特性の影響でエッジの立ち上がりが緩慢になる。これを、より急峻な立ち上がりに補正するためには、波形等化器で高周波特性を持ち上げる必要がある。しかしながら、この補正は、高域の雑音成分をも持ち上げるためS/Nが悪化する。このため、こうした信号処理方式では、高密度化には限界がある。

【0015】

これを克服するための方式の1つが、PRML信号処理方式である。PRMLでは、あるビットに対する応答波形の影響が隣接または複数のビットに及ぶことを許容するので、信号の周波数帯域を上げずに、より高密度な記録を行なうことができる。

【0016】

その代わりに、複数ビットへの影響の度合いは、PRクラスにより決められた値に制御される必要がある。ビット相互の干渉の度合いが制御されているので、閾値では検出できないような緩慢な変化を持つ波形も、波形のシーケンスで最尤検出（ML検出）することで、誤りなくデータを検出することができる。

【0017】

図27は、図25と同じデータ列が、PRML方式ではどうなるかを示している。図27(c)は、チャネルクロック毎の書き込み信号(b)がオンの場合を

1、オフの場合を0としたビット列である。今、仮に、PRのクラスを(d)に示したように(1, 2, 2, 1)であると仮定する。

【0018】

このPR等化では、書き込みビットが1である場合にチャネルから再生される応答波形が(d)のようであることを意味し、書き込みビット列(c)に対応する再生波形は、(e)に示すように、各ビットの応答波形の重ね合わせとして表わされ、(f)のような波形が得られる。

【0019】

このようにPR等化の場合、PR等化器により制御され、ML検出器の入力として用いられるのは、サンプリングの時点における振幅値である。このため、PRML信号処理では、再生信号を等化器に入力する前に、A/Dコンバータにより、チャネルクロック毎の離散時間で量子化された振幅値系列に変換し、以後、デジタル回路で処理する場合がほとんどである。

【0020】

PRML信号処理方式の光ディスク装置に使用されるPLLの位相誤差検出器では、等化器出力信号は時間方向に離散化されているので、図25を用いて説明した方法のように、データの位相とPLLによりリカバリされるチャネルクロックの位相とを直接比較することはできない。サンプリングされた振幅値のずれを位相誤差に変換する必要がある。

【0021】

例えば、米国特許4,890,299には、振幅値のずれを位相誤差に変換する手法とその構成とが開示されている。現在の振幅値と、1乃至2サンプル前の振幅値と、それらに対応する理想等化振幅値とから、位相誤差がプラス/マイナスにどれくらいの勾配を持っているかを算出している。

【0022】

ただし、ここで開示されているのは、PR等化後の再生波形の理想値が、3レベルになる場合においてである。記録密度が高くなってくると、媒体の周波数特性が相対的に不足してくるため、PRのクラスを上げる必要があるが、これらのクラスは、波形が相互に干渉するサンプル点数が多くなるため、波形の等化後の



振幅レベルが高くなつて、3 レベルを仮定した方法では位相誤差の検出ができないことになる。

【0023】

P R 等化後の波形の値がいくつのレベルに別れるかは、P R のクラスと変調方式とに依存する。図27に示したの例のように、P R クラスとして(1, 2, 2, 1)を、変調方式に1と1との間に存在する0の最低個数(d制約)が2個に制限されるP L L (2, 7)を用いた場合には、0, 1, 3, 5, 6の5レベルとなる。

【0024】

また、P R クラスは同じ(1, 2, 2, 1)でも、変調方式に、d制約が1個に制限されるP L L (1, 7)を用いた場合や、d制約が0の場合には、0, 1, 2, 3, 4, 5, 6の7レベルとなる。ただし、1と1との間に存在する0の最大個数(k制約)がいずれも4以上であるとする。

【0025】

このように、P R 等化後の波形値のレベルが5乃至7のクラスの場合には、米国特許4, 890, 299の手法では、波形振幅値から位相誤差勾配を算出することはできない。

【0026】

なお、この問題に関しては、本件特許出願人と同じ出願人により、特開2000-195191号公報に示されるように、等化後の振幅レベルが5乃至7値になるP R クラスにおいても、離散時間でサンプルされた振幅値から位相誤差勾配を検出することによって、データとクロックとの位相同期が容易に行なえるようにした対策技術が既に出願されているが、技術開発の盛んな現状では、これとは別の構成による対策も望まれる傾向にある。

【0027】

そこで、この発明は上記事情を考慮してなされたもので、P R 等化後の波形値のレベルが5乃至7となるP R クラスの場合にも、ユーザデータ領域で再生されたデータとリカバリされたチャネルクロックとの同期制御を、高い信頼性をもつて可能とし得る極めて良好なデジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方

法を提供することを目的とする。

【0028】

【課題を解決するための手段】

この発明は、上記課題を解決するために、位相誤差の勾配を、以下の構成によって求めることにより、PR等化後の波形値のレベルが5乃至7のPRクラスの場合にも、データに同期したチャネルクロックをリカバリできるデジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方法を提供する。

【0029】

すなわち、この発明に係るデジタルデータ再生装置は、記録媒体から読み取った信号を、可変周波数発振手段から出力されるクロック周期でサンプリングすることによりデジタルデータに変換する変換手段と、この変換手段から出力されたデジタルデータを、可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、パーシャルレスポンスのクラスに合致した波形に等化する等化手段と、この等化手段から出力された信号波形に対して、可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、データの検出を行なうデータ検出手段と、等化手段から出力された信号波形と可変周波数発振手段から出力されるクロックとの位相誤差の勾配を検出する位相誤差勾配検出手段と、この位相誤差勾配検出手段で検出された位相誤差勾配に基づいて、可変周波数発振手段の発振周波数を制御する制御手段とを備えるようにしたものである。

【0030】

また、この発明に係るデジタルデータ再生方法は、記録媒体から読み取った信号を、可変周波数発振手段から出力されるクロック周期でサンプリングすることによりデジタルデータに変換する第1の工程と、この第1の工程で出力されたデジタルデータを、可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、パーシャルレスポンスのクラスに合致した波形に等化する第2の工程と、この第2の工程で出力された信号波形に対して、可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、データの検出を行なう第3の工程と、第2の工程で出力された信号波形と可変周波数発振手段から出力されるクロックとの位相誤差の勾配を検出する第4の工程と、この第4の工程で検出された位相誤差勾配に基づいて、可変

周波数発振手段の発振周波数を制御する第5の工程とを経るようとしたものである。

【0031】

上記のような構成及び方法によれば、等化後の振幅レベルが5～7値になるPRクラスにおいても、離散時間でサンプルされた振幅値から位相誤差勾配を検出することができるため、PR等化後の波形値のレベルが5乃至7となるPRクラスの場合にも、ユーザデータ領域で再生されたデータとリカバリされたチャネルクロックとの同期制御を、高い信頼性をもって可能とすることができる。

【0032】

【発明の実施の形態】

以下、この発明の第1の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。図1は、この第1の実施の形態で説明する光ディスク装置の要部を示している。すなわち、この光ディスク装置は、主として、記録媒体である書き替え可能な光ディスク1と、この光ディスク1に対してデータの書き込み及び読み出しを行なう光ヘッド3と、データ再生系と、データ記録系と、ドライブコントローラ12と、インターフェース13とから構成されている。

【0033】

光ディスク1は、スピンドルモータ2により回転駆動される。光ヘッド3は、サーボモータ4により移動調整されて、レーザドライバ15による駆動で光ディスク1にレーザ光を照射し、光学的に情報の記録再生を行なうものである。スピンドルモータ2とサーボモータ4は、ドライブコントローラ12により駆動制御回路14を介して駆動制御される。

【0034】

データ記録系は、レーザドライバ15及び変調回路16を有している。変調回路16は、ドライブコントローラ12から送出された記録データを所定の符号ビット列に変換する符号化処理を実行する。レーザドライバ15は、変調回路16から出力された符号ビット列にしたがったマークを、光ディスク1上に記録するように光ヘッド3を駆動する。

【0035】

データ再生系は、プリアンプ5と、VGA（可変利得増幅器）6と、A/D変換回路7と、等化器8と、データ検出回路10と、デコーダ11とを有する。プリアンプ5とVGA6とは、光ヘッド3によって読み出された再生信号を増幅する。A/D変換回路7は、増幅された再生信号を離散時間の量子化サンプル値であるデジタル信号に変換する。等化器8は、離散時間の量子化サンプル値であるデジタル信号を、PRクラスに合致した波形に等化する。

【0036】

データ検出回路10は、パーシャルレスポンスの所定のクラスに等化した再生信号波形からデータを検出する最尤系列推定方式の信号処理回路であり、具体的にはビタビ検出器からなる。デコーダ11は、データ検出回路10により検出された符号ビット列を元のユーザデータに復元する。

【0037】

ドライブコントローラ12は、この光ディスク装置のメイン制御装置であり、インターフェース13を通して例えばパソコンと接続し、記録再生データの転送制御を実行する。なお、この光ディスク装置には、図示はしないが、映像情報の記録再生に必要な動画圧縮回路、動画伸張回路及びデコーダ11から出力されたデータの誤り検出訂正処理を行なう誤り検出訂正回路等も含まれている。

【0038】

等化器8の出力は、タイミング制御回路17の一部である位相誤差勾配検出回路18にも入力される。この位相誤差勾配検出回路18の出力は、ループフィルタ19を通してVCO（電圧制御発振器）20に入力され、チャネルクロックの位相を制御する。VCO20の出力は、リカバリされたチャネルクロックとして、A/D変換回路7のサンプリングクロックや、等化器8及びデータ検出回路（ML検出器）10の動作クロックとして提供される。

【0039】

図1に示した例では、VCO20により、A/D変換回路7のサンプリング周波数と位相とを再生信号に同期させているが、図2に、読み出しクロックと再生信号とを同期させる他の例を示している。図2では、図1のVGA6からデータ

検出回路10までの部分について、他の例を示している。

【0040】

すなわち、A/D変換回路7のサンプリングクロックは、シンセサイザ602から供給される再生信号のビット周期より若干高い周波数のクロックで、再生信号とは同期していない。等化器8の出力は、補間フィルタ600によって、位相のみがフェーズ計算回路601の出力で制御される値だけ、ずらされて出力される。

【0041】

この補間フィルタ600の出力は、位相誤差勾配検出回路18に入力される。この位相誤差勾配検出回路18の出力は、ループフィルタ19を介してフェーズ計算回路601に入力され、補間フィルタ600における位相のずれ量が制御される。クロックコントロール603は、フェーズ計算回路601からの位相制御情報を基に、シンセサイザ602の出力を再生信号周波数に合うように間引きをして、データ検出回路10の動作クロックとして供給する。

【0042】

以後の説明では、このPRML信号処理系のPRクラスは(1, 2, 2, 1)であると仮定する。図3を用いて、この第1の実施の形態における位相誤差勾配検出回路18の動作を説明する。以後、n番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値をy(n)と表わすものとする。

【0043】

図3に示す位相誤差勾配検出回路18は、図4に示すVFOパターンに対する位相誤差勾配を効率よく検出する回路である。VFOパターンとは、高速に位相合わせを行なうための専用のデータパターンで、図4に示すような单一周波数の繰り返しパターンである。

【0044】

図4のパターンの例では、PR等化されたサンプル点の振幅値は、サンプリング位相が合っている場合には、1、1、3、5、5、3、1、1、……という値の繰り返しになる。ただし、数値処理の説明を簡単にするため、y(n)の値はPR等化処理後レベルの3を中心として、-3～+3の値を取り得るものとする

すなわち、PR等化出力レベルの1、1、3、5、5、3、1、1は、-2、-2、0、+2、+2となる。

【0045】

図3の符号100～102は、それぞれ、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路100の入力が $y(n)$ の場合、各遅延回路100～102の出力は、 $y(n-1)$ 、 $y(n-2)$ 、 $y(n-3)$ となる。

【0046】

図3の符号109～111も、それぞれ、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路109の入力が $g(n)$ の場合、各遅延回路109～111の出力は、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ 、 $g(n-3)$ となる。

【0047】

ここで、 $g(n)$ は、n番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値 $y(n)$ の変化の方向を表わす値とする。すなわち、図4において、(f)の波形のサンプル150～152は+1の方向を持つものと定義し、サンプル153～155は-1の方向を持つものとする。

【0048】

符号108は閾値判定回路で、加算回路103により加算された $y(n)$ と $y(n-1)$ から $y(n)$ の変化の方向を判定する。判定のための閾値 $\eta(n)$ には、閾値決定回路112の出力が用いられる。閾値決定回路112は、3サンプル時刻前の変化の方向 $g(n-3)$ を入力し、その値が+1の場合は $+ \varepsilon$ という値を、-1の場合には $- \varepsilon$ という値を出力する。

【0049】

閾値判定回路108は、 $g(n-1)$ の値も入力し、 $g(n-3)$ が+1の場合には、 $y(n) + y(n-1)$ が $+ \varepsilon$ 以下になった場合に、 $g(n)$ として-1を出力し、変化の方向を反転させるが、条件が満たされない場合には $g(n-1)$ と同じ値を出力する。同様に、 $g(n-3)$ が-1の場合には、 $y(n) + y(n-1)$ が $- \varepsilon$ 以下になった場合に、 $g(n)$ として+1を出力し、変化の

方向を反転させるが、条件が満たされない場合には $g(n-1)$ と同じ値を出力する。

【0050】

位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、加算回路 106 により、乗算回路 104, 105 の各出力と補正值出力回路 115 の出力を加算した結果となる。乗算回路 104 は、 $y(n)$ と $g(n)$ との積を算出し、乗算回路 105 は、 $y(n-3)$ と $g(n-3)$ との積を算出する。補正值出力回路 115 は、比較器 113 比較結果と比較器 114 の比較結果とにしたがって、位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ を算出するための補正值を出力する。

【0051】

図 5 (a), (b) 及び図 6 (a), (b) を用いて、より具体的に動作を説明する。図 5 (a)において、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+2+\gamma$ であるとする。また、 $y(n-3)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2-\beta$ であるとする。さらに、変化の方向として $g(n)$ は $+1$ 、 $g(n-3)$ は -1 であるから、乗算回路 104 の出力は、

$$(+2+\gamma) \times (+1) = +2+\gamma$$

となり、乗算回路 105 の出力は、

$$(-2-\beta) \times (-1) = +2+\beta$$

となる。

【0052】

また、比較器 113 の出力は、

$$g(n) = +1, g(n-1) = +1$$

なので

$$g(n) = g(n-1)$$

であるから 1 となり、比較器 114 の出力は、

$$g(n) = +1, g(n-2) = +1$$

なので



$$g(n) = g(n-2)$$

であるから 1 となり、補正值出力回路 115 の出力は -4 となる。

【0053】

これらのことから、位相誤差勾配 $\Delta \tau_{107}$ は、

$$(+2 + \gamma) + (+2 + \beta) - 4 = \gamma + \beta$$

となる。そして、PR等化基準値とのずれ、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0054】

位相誤差が逆方向の場合の例を、図5(b)に示している。すなわち、乗算回路 104 の出力は、

$$(+2 - \gamma) \times (+1) = +2 - \gamma$$

であり、乗算回路 105 の出力は、

$$(-2 + \beta) \times (-1) = +2 - \beta$$

となる。また、比較器 113 の出力は、

$$g(n) = +1, g(n-1) = +1$$

なので

$$g(n) = g(n-1)$$

であるから 1 となり、比較器 114 の出力は、

$$g(n) = +1, g(n-2) = +1$$

なので

$$g(n) = g(n-2)$$

であるから 1 となり、補正值出力回路 115 の出力は -4 となる。

【0055】

これらのことから、位相誤差勾配 $\Delta \tau_{107}$ は、

$$(+2 - \gamma) + (+2 - \beta) - 4 = -\gamma - \beta$$

となる。そして、PR等化基準値とのずれ、 $-\gamma$ と $-\beta$ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0056】

$y(n)$ が図6(a)の場合は、 $g(n)$ は -1 、 $g(n-3)$ は +1 である

から、乗算回路104の出力は、

$$(+2 - \gamma) \times (-1) = -2 + \gamma$$

となり、乗算回路105の出力は、

$$(-2 + \beta) \times (+1) = -2 + \beta$$

となる。

【0057】

また、比較器113の出力は、

$$g(n) = -1, g(n-1) = +1$$

なので $g(n)$ と $g(n-1)$ とは等しくないので0となり、比較器114の出力は、

$$g(n) = -1, g(n-2) = +1$$

なので $g(n)$ と $g(n-2)$ とは等しくないので0となり、補正值出力回路115の出力は+4となる。

【0058】

これらのことから、位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、

$$(-2 + \gamma) + (-2 + \beta) + 4 = \gamma + \beta$$

となる。そして、PR等化基準値とのずれ、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0059】

$y(n)$ が図6(b)の場合は、 $g(n)$ は-1、 $g(n-3)$ は+1であるから、乗算回路104の出力は、

$$(-\gamma) \times (-1) = +\gamma$$

となり、乗算回路105の出力は、

$$(+\beta) \times (+1) = +\beta$$

となる。

【0060】

また、比較器113の出力は、

$$g(n) = -1, g(n-1) = -1$$

なので

$$g(n) = g(n-1)$$

であるから 1 となり、比較器 114 の出力は、

$$g(n) = -1, \quad g(n-2) = +1$$

なので $g(n)$ と $g(n-2)$ とは等しくないので 0 となり、補正値出力回路 115 の出力は 0 となる。

【0061】

これらのことから、位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、

$$(+\gamma) + (+\beta) = \gamma + \beta$$

となる。そして、PR 等化基準値とのずれ、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0062】

以下、同様にして、位相誤差により生じた振幅の基準値からのずれ量が位相誤差勾配として正しく出力される。

【0063】

図 7 に、この第 1 の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0064】

この第 1 の実施の形態によれば、現在のサンプル値 $y(n)$ と 1 サンプル時刻前の値 $y(n-1)$ とを用いている。ノイズのない状態では、 $y(n)$ のみの値でも判定を誤らないようにすることが可能だが、ノイズの乗った実信号では、判定を誤る確立が増加して位相誤差勾配を正しく求めることができない。2 時刻のサンプル点を用いて波形のピーク位置を推定して振幅の変化の方向を求める、この第 1 の実施の形態の方式は、平均化により雑音の影響を除去する効果が大きいので、位相誤差勾配の算出を正確に行なうことができる。

【0065】

図 8 は、この発明の第 2 の実施の形態に係る位相誤差勾配検出回路 18 を示している。この位相誤差勾配検出回路 18 も、図 4 に示した VFO パターンに対する位相誤差勾配を効率よく検出する回路である。

【0066】

図8の符号100～102は、図3同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路100の入力を $y(n)$ とした場合、各遅延回路100～102の出力は、 $y(n-1)$ 、 $y(n-2)$ 、 $y(n-3)$ となる。

【0067】

また、符号109～111も同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路109の入力を $g(n)$ とした場合、各遅延回路109～111の出力は、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ 、 $g(n-3)$ となる。

【0068】

ここで、 $g(n)$ は、n番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値 $y(n)$ のレベルが、PR等化後の基準値+2、0、-2のいずれと見なされるべきかを表わす値で、振幅値が+2であると見なされるべきときには+1、振幅値が0であると見なされるべきときには0、振幅値が-2であると見なされるべきときには-1を取るものとする。便宜的に、以下の説明では、この $g(n)$ を判定レベルと称することにする。

【0069】

また、符号308は閾値判定回路で、 $y(n)$ の値から $g(n)$ の取るべき値を判定する。閾値決定回路312の出力 $\eta(n)$ に、加算回路320、321によってそれぞれ $-\delta$ 、 $+\delta$ が加えられることにより、+1と0との判定閾値である $\eta(n)-\delta$ と、0と-1との判定閾値である $\eta(n)+\delta$ とに分けられて、閾値判定回路308に入力される。

【0070】

この閾値決定回路312は、3サンプル時刻前の判定レベル $g(n-3)$ を入力し、その値が+1の場合は $+\eta$ という値を、-1の場合は $-\eta$ という値を、0のときには0を出力する。

【0071】

そして、閾値判定回路308は、 $g(n-3)$ が+1の場合には、 $y(n)$ が $+\varepsilon - \delta$ 以下になった場合に $g(n)$ として-1、 $+\varepsilon \pm \delta$ の範囲では0、 $+\varepsilon$

$+ \delta$ 以上では $+1$ を出力する。また、閾値判定回路308は、 $g(n-3)$ が0の場合には、 $y(n)$ が $-\delta$ 以下になった場合に $g(n)$ として -1 、 $\pm\delta$ の範囲では0、 $+\delta$ 以上では $+1$ を出力する。さらに、閾値判定回路308は、 $g(n-3)$ が -1 の場合には、 $y(n)$ が $-\varepsilon + \delta$ 以上になった場合に $g(n)$ として $+1$ 、 $-\varepsilon \pm \delta$ の範囲では0、 $-\varepsilon + \delta$ 以下では -1 を出力する。

【0072】

位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、選択回路330が比較器331, 332の比較結果を基に選択した位相誤差勾配の値として出力される。すなわち、 $g(n)$ と $g(n-1)$ とが等しくなく、かつ、 $g(n)$ と $g(n-3)$ とが等しくない場合には、加算回路329及び乗算回路327, 328により計算された

$$(-1) \times y(n) \times g(n-2) + y(n-2) \times g(n)$$

の値が出力される。

【0073】

また、 $g(n) = g(n-1)$ で、かつ、 $g(n)$ と $g(n-3)$ とが等しくない場合には、加算回路326及び乗算回路324, 325により計算された

$$(-1) \times y(n) \times g(n-1) + y(n-1) \times g(n)$$

の値が出力される。さらに、 $g(n) = g(n-3)$ の場合には、加算回路322及び乗算回路323により計算された

$$g(n-1) \times [-y(n) + y(n-3)]$$

の値が出力される。

【0074】

図9(a), (b) 及び図10を用いて、より具体的に動作を説明する。まず、図9(a)において、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+2 + \gamma$ であるとする。この場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ 、 $g(n-3) = -1$ であるから、位相誤差勾配として選択される計算値は、

$$(-1) \times y(n) \times g(n-2) + y(n-2) \times g(n)$$

である。

【0075】



$y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2 + \beta$ であるとする。このため、

$$(-1) \times (+2 + \gamma) \times (-1) + (-2 + \beta) \times (+1) = +\gamma + \beta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が位相誤差勾配として出力される。

【0076】

図9(b)において、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 207 に対して、実際のサンプル値 208 は、位相誤差 τ_4 のために振幅値が $+2 - \gamma$ であるとする。この場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = +1$ 、 $g(n-2) = 0$ 、 $g(n-3) = -1$ であるから、位相誤差勾配として選択される計算値は、

$$(-1) \times y(n) \times g(n-1) + y(n-1) \times g(n)$$

である。

【0077】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $+2 + \beta$ であるとする。このため、

$$(-1) \times (+2 - \gamma) \times (+1) + (+2 + \beta) \times (+1) = +\gamma + \beta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が位相誤差勾配として出力される。

【0078】

図10において、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 212 に対して、実際のサンプル値 211 は、位相誤差 τ_6 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。この場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = +1$ 、 $g(n-2) = +1$ 、 $g(n-3) = 0$ であるから、位相誤差勾配として選択される計算値は、

$$g(n-1) \times [-y(n) + y(n-3)]$$

である。

【0079】

$y(n-3)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 209 に対して、実際のサン

○
ブル値210は、位相誤差 τ 5のために振幅値が $+\beta$ であるとする。すると、

$$(+1) \times (-1) \times (-\gamma + \beta) = +\gamma + \beta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が位相誤差勾配として出力される。

【0080】

図11に、この第2の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0081】

この第2の実施の形態によれば、推定される振幅レベルと推定された振幅レベルの履歴を基に位相誤差勾配の計算方法を切り替えることで、位相誤差勾配の検出を効率よく行なうことができる。

【0082】

以上の第1及び第2の実施の形態は、單一周波数のVFOパターン部分に対する位相誤差勾配を求めるものであったが、VFOパターン部分で位相を引き込んだ後も、回転変動等の比較的緩やかな位相の変動にもクロックを追従させなければならない。ユーザデータ部分はランダムなデータ系列による信号であるから、上記のVFO部分と同様の方法では位相誤差勾配を求めることができない。

【0083】

図12(a), (b), (c)は、データ系列によって、PR(1, 2, 2, 1)等化信号の振幅値がどのように変化し得るかを説明するための状態遷移図を示している。

【0084】

図12(a), (b), (c)は、それぞれ、d制約が0, 1, 2の場合である。d制約とは、変調符号における制約の1つで、変調後の符号の1と1との間に最低0がいくつ入らなければならぬかという制約である。すなわち、d=0の場合には、図27(a)に示したRLL符号に1が連続する

1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1

というようなパターンがあつてもかまわぬが、d=1の場合には、1が連続することは許されないので、

1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0

というように、1と1との間には、必ず1個以上の0が入る。さらに、 $d = 2$ の場合は、

1 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0

というように、1と1との間には、必ず2個以上の0が入る。

【0085】

図12 (a), (b), (c) の状態遷移図において、丸の中の $S \times \times \times$ は、3つ連続する書き込みビット列により状態を表わしている。書き込みビット列とは、図27 (c) に示したように、RLL符号列をNRZI形式に変換した離散時間で表わされた書き込み電流である。 $d = 0$ の場合には、書き込みビット列は0と1の任意の値に変化し得る。例えば、001という系列の次の状態として、010も011も取り得る。

【0086】

RLL符号	書き込みビット列
-------	----------

0 0 1 1 1 1	0 0 1 0 1 0
-------------	-------------

0 0 1 0 1 1	0 0 1 1 0 1
-------------	-------------

$d = 0$ の場合には、RLL符号の1と1との間には0が最低1個入るので、例えば、書き込みビット列001の次には011しか取り得ない。

【0087】

RLL符号	書き込みビット列
-------	----------

0 0 1 0 1 0 0 1	0 0 1 1 0 0 0 1
-----------------	-----------------

0 0 1 0 0 1 0 1	0 0 1 1 1 0 0 1
-----------------	-----------------

さらに、 $d = 2$ の場合には、RLL符号の1と1との間には0が最低2個入るので、例えば、011という状態の次には111しか取り得ない。

【0088】

RLL符号	書き込みビット列
-------	----------

0 0 1 0 0 1 0 0 1	0 0 1 1 1 0 0 0 1
-------------------	-------------------

0 0 1 0 0 1 0 0 0	0 0 1 1 1 0 0 0 0
-------------------	-------------------

図12 (a), (b), (c) の状態遷移図において、矢印についている数字

は、状態が変化するときの振幅値である。ここでは、振幅値は、0～6までの値を取るとする。図13(a), (b) 及び図14は、それぞれ、状態遷移図を基に、 $d = 0$ 、 $d = 1$ 、 $d = 2$ の場合の波形の立ち上がりで取り得る振幅パターンを示したものである。

【0089】

PR等化基準値（理想値）と実際の振幅値とから位相誤差を求めるには、その時点の基準値がどの値であるかを知る必要があるが、その値を正確に知ることができるならば、後段の検出器は必要ないわけで、この時点では、予測値が多少不正確になるのは仕方がないとして、なるべく間違わないような方法を取らざるを得ない。また、全てのサンプル点から誤差信号を得る必要もなく、緩やかな位相ずれを補正できるだけの検出感度が稼げれば良い。

【0090】

以上の状況を考慮して、上記した第1及び第2の実施の形態では、PR等化後の振幅の遷移のうち、波形振幅の勾配が大きい部分からだけ位相誤差情報を抽出し、雑音により値の判定を誤り易くなる振幅の変化の少ない部分では位相誤差を検出しないことで、位相誤差勾配の検出精度を向上させて安定なクロックタイミングのリカバリを実現する。

【0091】

図15は、この発明の第3の実施の形態を示すもので、ランダムデータ系列波形に対応する位相誤差勾配検出回路18を示している。PRクラスは、(1, 2, 2, 1)とし、d制約は1以上であるとする。また、以後の説明では、再び振幅値は-3～+3までの値を取ることにする。

【0092】

図15の符号100～102は、図3と同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路100の入力がy(n)の場合、各遅延回路100～102の出力は、y(n-1)、y(n-2)、y(n-3)となる。

【0093】

また、符号109, 110も同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周



期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路109の入力が $g(n)$ の場合、各遅延回路109, 110の出力は、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ となる。

【0094】

ここで、 $g(n)$ は、n番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値 $y(n)$ のレベルが、PR等化後の基準値+2以上、+1、0、-1、-2以下のいずれと見なされるべきかを表わす値で、振幅値が+2以上であると見なされるべきときには+1、振幅値が+1、0、-1であると見なされるべきときには0、振幅値が-2以下であると見なされるべきときには-1を取るものとする。便宜的に、以下では、この $g(n)$ を判定レベルと称することにする。

【0095】

この第3の実施の形態では、判定レベルのサンプリング時点の前後の振幅判定値が、振幅の勾配が大きくなる判定値-1または+1であるかどうかを調べ、条件が合致する場合に位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。より具体的には、 $g(n)$ 、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ の組み合わせが、

$$\begin{array}{ll} (-1 \ 0 \ 0) & (+1 \ 0 \ 0) \\ (-1 \ 0 \ +1) & (+1 \ 0 \ -1) \\ (0 \ 0 \ +1) & (0 \ 0 \ -1) \end{array}$$

であるような場合に、位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。

【0096】

符号353は閾値判定回路で、選択回路352の出力の値から $g(n)$ の取るべき値を判定する。選択回路352は、 $g(n-1)$ の値が0の場合には、加算回路350の出力である $y(n+1) + y(n)$ を選択し、 $g(n-1)$ の値が0以外の場合には、加算回路351の出力である $y(n) + y(n-1)$ を選択する。

【0097】

図16(a)～(f)に、 $g(n-1)$ の値が0以外の場合の波形の遷移の様子を示している。図16(a), (b)の場合は、 $g(n-1) = -1$ で、 $y(n)$



$n - 1$ ）と $y(n)$ はともに -2 以下であり、図16(c) の場合は、 $g(n - 1) = -1$ で、 $y(n - 1)$ と $y(n)$ は 0 と -2 であるから、例えば閾値判定回路353の $-\varepsilon = -2.5$ とすれば、図16(a), (b) の場合を判定レベル -1 、図16(c) の場合を判定レベル 0 と判定することができる。同様に波形の立ち下がりでも、図16(d), (e) の場合は判定レベル $+1$ 、図16(f) の場合は判定レベル 0 とすることができます。

【0098】

図17(a)～(f) に、 $g(n - 1)$ の値が 0 の場合の波形の遷移の様子を示している。図17(a), (b) の場合は、 $g(n - 1) = 0$ で、 $y(n)$ と $y(n + 1)$ はともに $+2$ 以上であり、図17(c) の場合は、 $g(n - 1) = 0$ で、 $y(n)$ と $y(n + 1)$ は $+1$ と 0 であるから、例えば閾値判定回路353の $\varepsilon = 2.5$ とすれば、図17(a), (b) の場合を判定レベル $+1$ 、図17(c) の場合を判定レベル 0 と判定することができる。同様に、波形の立ち下がりでも、図17(d), (e) の場合は判定レベル -1 、図17(f) の場合は判定レベル 0 とすることができます。

【0099】

位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、加算回路356によって、乗算回路363, 360, 357の出力を合算した結果を $g(n - 1)$ が 0 の場合だけ出力する。乗算回路363は、 $y(n - 1)$ と係数決定回路364の出力との積を出力する。乗算回路360は、係数決定回路365の出力と加算回路361の出力との積を出力する。加算回路361は、係数決定回路365の出力と係数 α とを乗算回路362で乗算した結果と、 $y(n - 2)$ との和を出力する。乗算回路357は、係数決定回路366の出力と加算回路358の出力との積を出力する。加算回路358は、係数決定回路366の出力と係数 α とを乗算回路359で乗算した結果と、 $y(n)$ との和を出力する。

【0100】

図18(a)～(f) を用いて、より具体的に動作を説明する。図18(a) の場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n - 1) = 0$ 、 $g(n - 2) = -1$ であるから、比較器369の出力は 1 、比較器370の出力は 0 、比較器371の出力は 0 、比



較器372の出力は0となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) + [y(n-2) + 1 \times \alpha] \times 1$$

から求める。

【0101】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2 + \beta$ であるとすると、

$$+\gamma + (-2 + \beta + 2) = +\gamma + \beta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0102】

図18(b)の場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ であるから、比較器369の出力は1、比較器370の出力は1、比較器371の出力は0、比較器372の出力は0となり、位相誤差勾配は、

$$\begin{aligned} & y(n-1) + [y(n-2) + 1 \times \alpha] \times 1 \\ & + [y(n) + (-1) \times \alpha] \times 1 \end{aligned}$$

から求める。

【0103】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2 + \beta$ であるとする。さらに、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $+2 + \delta$ であるとすると、

$$+\gamma + (-2 + \beta + 2) + (+2 + \delta - 2) = +\gamma + \beta + \delta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β と δ との和が、位相誤差勾配



として出力される。

【0104】

図18(c)の場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = 0$ であるから、比較器369の出力は0、比較器370の出力は1、比較器371の出力は0、比較器372の出力は0となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) + [y(n) + (-1) \times \alpha] \times 1$$

から求める。

【0105】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする。また、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値205に対して、実際のサンプル値206は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $+2 + \delta$ であるすると、

$$+\gamma + (+2 + \delta - 2) = +\gamma + \delta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0106】

図18(d)の場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = +1$ であるから、比較器369の出力は0、比較器370の出力は0、比較器371の出力は1、比較器372の出力は0となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n-2) + (-1) \times \alpha] \times (-1)$$

から求める。

【0107】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値201に対して、実際のサンプル値202は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $+2 - \beta$ であるとすると、

$$-\gamma \times (-1) + (+2 - \beta - 2) \times (-1) = +\gamma + \beta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0108】

図18(e)の場合、 $g(n) = -1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = +1$ であるから、比較器369の出力は0、比較器370の出力は0、比較器371の出力は1、比較器372の出力は1となり、位相誤差勾配は、

$$\begin{aligned} & y(n-1) \times (-1) + [y(n-2) + (-1) \times \alpha] \times (-1) \\ & + [y(n) + (+1) \times \alpha] \times (-1) \end{aligned}$$

から求める。

【0109】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値201に対して、実際のサンプル値202は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $+2 - \beta$ であるとする。さらに、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値205に対して、実際のサンプル値206は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $-2 - \delta$ であるとすると、

$$\begin{aligned} & -\gamma \times (-1) + (+2 - \beta - 2) + (-2 - \delta + 2) \times (-1) \\ & = +\gamma + \beta + \delta \end{aligned}$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0110】

図18(f)の場合、 $g(n) = -1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = 0$ であるから、比較器369の出力は0、比較器370の出力は0、比較器371の出力は0、比較器372の出力は1となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n) + (+1) \times \alpha] \times (-1)$$

から求める。

【0111】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203

に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。また、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値205に対して、実際のサンプル値206は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $-2-\delta$ であるとすると、

$$-\gamma \times (-1) + (-2 - \delta + 2) \times (-1) = +\gamma + \delta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0112】

図19に、この第3の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0113】

書き込まれるデータ系列がランダムである場合、再生波形の各サンプル点における振幅値は、その前後のサンプル値と比較して、変化がなくて位相誤差を検出できないか、変化が少ないため雑音の影響で検出が困難か、あるいは検出精度が悪くなる場合が多い。

【0114】

この第3の実施の形態では、判定レベル0のサンプリング時点の前後の振幅判定値が、振幅の勾配が大きくなる判定値-1または+1であるかどうかを調べ、条件が合致する場合に位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。すなわち、振幅値の変化がPR等化後の基準値にして2レベルであるサンプル点を判別し、過去及び現在のサンプル点の判定値を基に位相誤差勾配の算出方法を選択することにより、雑音の影響の少ないサンプル点でのみ位相誤差勾配を算出しているので、検出精度／品位が向上する。

【0115】

図20は、この発明の第4の実施の形態を示すもので、ランダムデータ系列波形に対応する位相誤差勾配検出回路18を示している。図15と同様に、PRクラスは、(1, 2, 2, 1)とし、d制約は1以上であるとする。また、以後の説明では、振幅値は-3～+3までの値を取るものとする。

【0116】



先の図15の例では、判定レベルー1、+1における位相誤差勾配を求めるのに、PR等化基準値を相殺するための係数 α を用いている。この α を信号レベルに応じて能動的に調整できることが理想であるが、これを固定値とした場合には振幅変動に弱くなる。図20に示す第4の実施の形態では、判定レベルに+1と-1との両方を用いて位相誤差勾配を求めて基準レベルの振幅値を係数を用いずに相殺するので、振幅変動の影響を受け難くなる。

【0117】

図20において、符号100～102は、図3同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路100の入力が $y(n)$ の場合、各遅延回路100～102の出力は、 $y(n-1)$ 、 $y(n-2)$ 、 $y(n-3)$ となる。

【0118】

また、符号109、110も同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路109の入力が $g(n)$ の場合、各遅延回路109、110の出力は、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ となる。

【0119】

ここで、 $g(n)$ は、 n 番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値 $y(n)$ のレベルが、PR等化後の基準値+2以上、+1、0、-1、-2以下のいずれと見なされるべきかを表わす値で、振幅値が+2以上であると見なされるべきときには+1、振幅値が-1、0、+1であると見なされるべきときには0、振幅値が-2以下であると見なされるべきときには-1を取るものとする。この $g(n)$ を判定レベルと称することにする。

【0120】

この第4の実施の形態では、判定レベル0のサンプリング時点の前後の振幅判定値が、振幅の勾配が大きくなる判定値-1または+1であるかどうかを調べ、条件が合致する場合に、位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。より具体的に言えば、 $g(n)$ 、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ の組み合せが、

$$\begin{array}{ll}
 (-1 & 0 & 0) & (+1 & 0 & 0) \\
 (-1 & 0 & +1) & (+1 & 0 & -1) \\
 (0 & 0 & +1) & (0 & 0 & -1)
 \end{array}$$

であるような場合に、位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。

【0121】

符号353は閾値判定回路で、選択回路352の出力の値から $g(n)$ の取るべき値を判定する。選択回路352は、 $g(n-1)$ の値が0の場合には、加算回路350の出力である $y(n+1) + y(n)$ を選択し、 $g(n-1)$ の値が0以外の場合には、加算回路351の出力である $y(n) + y(n-1)$ を選択する。波形振幅の変化に応じて判定レベルを決定する方法は、図16及び図17を用いた先の図15に示す第3の実施の形態と同じである。

【0122】

位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、加算回路380によって、乗算回路363, 381の出力を合算した結果を $g(n-1)$ が0の場合だけ出力する。乗算回路363は、 $y(n-1)$ と係数決定回路364の出力との積を出力する。乗算回路381は、係数決定回路383の出力と加算回路382の出力との積を出力する。加算回路382は、 $y(n)$ と $y(n-2)$ との和を出力する。

【0123】

図21(a)～(f)を用いて、より具体的に動作を説明する。図21(a)の場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ であるから、比較器369の出力は1、比較器370の出力は0、比較器371の出力は0、比較器372の出力は0となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (+1) + [y(n) + y(n-2)] \times 0$$

から求める。

【0124】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+r$ であるとすると、

$$y(n-1) \times (+1) = +r$$

となる。PR等化基準値とのずれ γ が位相誤差勾配として出力される。

【0125】

図21(b)の場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ であるから、比較器369の出力は1、比較器370の出力は1、比較器371の出力は0、比較器372の出力は0となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (+1) + [y(n) + y(n-2)] \times 1$$

から求める。

【0126】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+ \gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値201に対して、実際のサンプル値202は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2 + \beta$ であるとする。さらに、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値205に対して、実際のサンプル値206は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $+2 + \delta$ であるとすると、

$$+ \gamma + (+2 + \delta) + (-2 + \beta) = +\gamma + \beta + \delta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0127】

図21(c)の場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = 0$ であるから、比較器369の出力は0、比較器370の出力は1、比較器371の出力は0、比較器372の出力は0となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (+1) + [y(n) + y(n-2)] \times 0$$

から求める。

【0128】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+ \gamma$ であるとすると、

$$y(n-1) \times (+1) = +\gamma$$

となる。PR等化基準値とのずれ γ が位相誤差勾配として出力される。

【0129】

図21(d)の場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = +1$ であるから、比較器369の出力は0、比較器370の出力は0、比較器371の出力は1、比較器372の出力は0となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n) + y(n-2)] \times 0$$

から求める。

【0130】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとすると、

$$y(n-1) \times (-1) = -\gamma \times (-1) = +\gamma$$

となる。PR等化基準値とのずれ γ が位相誤差勾配として出力される。

【0131】

図21(e)の場合、 $g(n) = -1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = +1$ であるから、比較器369の出力は0、比較器370の出力は0、比較器371の出力は1、比較器372の出力は1となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n) + y(n-2)] \times (-1)$$

から求める。

【0132】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値201に対して、実際のサンプル値202は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $+2-\beta$ であるとする。さらに、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値205に対して、実際のサンプル値206は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $-2-\delta$ であるとすると、

$$\begin{aligned} & -\gamma \times (-1) + [(-2-\delta) + (+2-\beta)] \times (-1) \\ & = +\gamma + \beta + \delta \end{aligned}$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0133】

図21(f)の場合、 $g(n) = -1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = 0$

であるから、比較器369の出力は0、比較器370の出力は0、比較器371の出力は0、比較器372の出力は1となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n) + y(n-2)] \times 0$$

から求める。

【0134】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ あるとすると、

$$y(n-1) \times (-1) = -\gamma \times (-1) = +\gamma$$

となる。PR等化基準値とのずれ γ が位相誤差勾配として出力される。

【0135】

図22に、この第4の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0136】

この第4の実施の形態では、論理積回路384, 385により、再生波形の振幅値が振幅の中心地に対して、連続した2サンプル点でマイナスの振幅からプラスの振幅にPR基準レベルで2レベルづつ変化している点を選択している。先の $g(n)$ の判定値による表記では、 $g(n)$ 、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ の組み合わせが、 $(-1 \ 0 \ +1)$ と $(+1 \ 0 \ -1)$ の点を選択していることになる。

【0137】

このように、ランダム信号系列に対応した波形から振幅の変化量の特に大きな部分を選択して位相誤差勾配を求めるとき、位相ずれによる振幅変化量も大きくなるので、雑音の影響を少なくできるとともに、ずれを測るためのPR等化後の基準値をプラス方向の振幅値とマイナス方向の振幅値とで容易に相殺できるので、振幅変動によるPR基準値からのずれによる影響も受け難くなる。

【0138】

再生波形の振幅値が、振幅の中心地に対して、連続したサンプル点でマイナスの振幅からプラスの振幅に大きく変化する部分とは、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1）チャネルクロック分の連続した“0”と、少な

くとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1）チャネルクロック分の連続した“1”とが隣り合っている書き込み電流パターンにより形成された記録媒体上のピットまたはマークを読み出した場合に得られる。

【0139】

具体的には、PR(1, 2, 2, 1)クラスの場合、拘束長は4であるから、図27(c)に示したような書き込み電流波形が“000111”ならば、図27(e), (f)で示したように、再生波形は、

$$\begin{array}{r}
 0001221 \\
 + \quad \quad 1221 \\
 + \quad \quad \hline
 000135531
 \end{array}$$

となり、PR等化レベル1>レベル3>レベル5と再生波形振幅に大きな変化が表われる。

【0140】

同様に、PR(1, 2, 1)クラスの場合、拘束長は3であるから、図27(c)に示したような書き込み電流波形が“0011”ならば、

$$\begin{array}{r}
 00121 \\
 + \quad \quad 121 \\
 + \quad \quad \hline
 0013431
 \end{array}$$

となり、PR等化レベル1>レベル3と再生波形振幅に大きな変化が表われる。

PR(1, 2, 1)クラスの場合、PR等化レベルは0~4までの5値しか取らないので、レベル1>レベル3の変化が表われ得る最大の変化になる。

【0141】

上記の説明では、0の連続の後に1の連続が続く立ち上がりエッジについて説明したが、1の連続の後に0の連続が続く立ち下がりエッジについても同様である。

【0142】

図23は、この発明の第5の実施の形態を示すもので、ランダムデータ系列波

形に対応する位相誤差勾配検出回路18を示している。図15と同様に、PRクラスは、(1, 2, 2, 1)とし、d制約は1以上であるとする。また、以後の説明では、振幅値は-3～+3までの値を取るものとする。

【0143】

先の図20の例との相違点は、係数決定回路364の入力Aが、比較器369, 370の出力の論理和でなく論理積になり、同じく入力Bも、比較器371, 372の出力の論理和でなく論理積になっている点である。

【0144】

この変更により、図21(a), (c), (d), (f)の振幅パターンでは位相誤差勾配の検出が行なわれず、振幅の傾きが大きい図21(b)と(e)のパターンの場合にのみ位相誤差勾配の検出が行なわれる。

【0145】

すなわち、g(n), g(n-1), g(n-2)の組み合わせが、(-1 0 +1)と(+1 0 -1)の点のみを選択することになる。再生波形の振幅値が、振幅の中心地に対して、連続したサンプル点でマイナスの振幅からプラスの振幅に大きく変化する部分、先に述べたように、少なくとも(パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1)チャネルクロック分の連続した“0”と、少なくとも(パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1)チャネルクロック分の連続した“1”とが隣り合っている書き込み電流パターンにより形成された記録媒体上のピットまたはマークを読み出した場合にだけ、位相誤差勾配の検出が行なわれる。

【0146】

図24に、この第5の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0147】

なお、この発明は上記した各実施の形態に限定されるものではなく、この外その要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施することができる。

【0148】

【発明の効果】

以上詳述したようにこの発明によれば、等化後の振幅レベルが5~7値になるPRクラスにおいても、離散時間でサンプルされた振幅値から位相誤差勾配を検出することができるため、タイミングリカバリのためにデータ検出系と別の回路を設けることなく、データ検出系のPR等化器の出力でPLLを駆動することができる。

【0149】

したがって、波形干渉が大きく表われるような高記録密度で記録を行なう記憶装置において、より干渉量の大きなPRクラスを使用しても、データに安定に同期したクロックが供給されることにより、データ検出誤り率を低く抑え、大容量で高い信頼性が得られる記憶装置を提供することが可能となる。

【0150】

さらに、この発明の位相誤差の勾配を検出する手段によれば、振幅の変化の方向の判定に、現在のサンプル値と1サンプル時刻前の値とを用いているため、平均化により雑音の影響を除去する効果が大きいので、位相勾配の算出を正確に行なうことができる。

【0151】

また、この発明の位相誤差の勾配を検出する手段によれば、推定される振幅レベルと推定された振幅レベルの履歴とを基に位相誤差勾配の計算方法を切り替えるので、位相誤差勾配の検出を効率よく行なうことができる。

【0152】

さらに、この発明の位相誤差の勾配を検出する手段によれば、少なくとも(パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1)チャネルクロック分の連続した“0”と、少なくとも(パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1)チャネルクロック分の連続した“1”とが隣り合っている書き込み電流パターンにより形成された記録媒体上のピットまたはマークを読み出した場合に得られる振幅の変化量の特に大きな部分を選択して位相誤差勾配を求めるので、位相ずれによる振幅変化量が大きくなつて雑音の影響を少なくできるとともに、それを測るためのPR等化後の基準値をプラス方向の振幅値とマイナス方向の振幅値とで容易に相殺できるので、振幅変動によるPR基準値からのずれによる影響も受け難くなる。

【0153】

以上の説明では、d制約が0または1のとき、PR等化レベルが0～6の7値となるPR(1, 2, 2, 1)クラスについて説明してきたが、PR(1, 2, 2, 1)においても、先に述べたように、d制約が2の場合にはPR等化レベル2と4の値は取り得ないので、振幅マージン及び閾値の細かな設定を除けば5値であると見なすことができる。

【0154】

この発明の各実施の形態では、振幅の変化の少ないレベル2とレベル4（実施の形態中ではレベル3を中心としているので振幅値-1と+1）は位相誤差勾配の計算には用いていない。このため、この発明の方式は、7値のPRクラスのみならず、d制約が2のときのPR(1, 2, 2, 1)の場合と対応付けることにより、5値のPRクラスにも容易に適用が可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】

この発明の第1の実施の形態を示すもので、光ディスク装置の概略を説明するために示すブロック構成図。

【図2】

同第1の実施の形態における読み出しクロックと再生信号とを同期させる他の例を説明するために示すブロック構成図。

【図3】

同第1の実施の形態における位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図4】

同第1の実施の形態における位相誤差勾配を検出するためのVFOパターンを説明するために示す図。

【図5】

同第1の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図6】

同第1の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図7】

同第1の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

【図8】

この発明の第2の実施の形態を示すもので、位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図9】

同第2の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図10】

同第2の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示す図。

【図11】

同第2の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

【図12】

同第2の実施の形態におけるデータ系列によってPR等化信号の振幅値がどのように変化するのかを説明するために示す状態遷移図。

【図13】

同第2の実施の形態における $d = 0, 1, 2$ の場合の波形の立ち上がりで取り得る振幅パターンを説明するために示す図。

【図14】

同第2の実施の形態における $d = 0, 1, 2$ の場合の波形の立ち上がりで取り得る振幅パターンを説明するために示す図。

【図15】

この発明の第3の実施の形態を示すもので、位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図16】

同第3の実施の形態における $g(n-1)$ が0以外の場合の波形の遷移の状態を説明するために示す図。

【図17】

同第3の実施の形態における $g(n-1)$ が0の場合の波形の遷移の状態を説明するために示す図。

【図18】

同第3の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図19】

同第3の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

【図20】

この発明の第4の実施の形態を示すもので、位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図21】

同第4の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図22】

同第4の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

【図23】

この発明の第5の実施の形態を示すもので、位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図24】

同第5の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

【図25】

光ディスク装置に対する書き込み信号と読み出し信号とのタイミング関係を説

明するために示す図。

【図26】

光ディスク装置における再生信号の位相とチャネルクロックの位相とを一致させるPLLを説明するために示すブロック構成図。

【図27】

光ディスク装置におけるPRML方式に基づいた書き込み信号と読み出し信号とのタイミング関係を説明するために示す図。

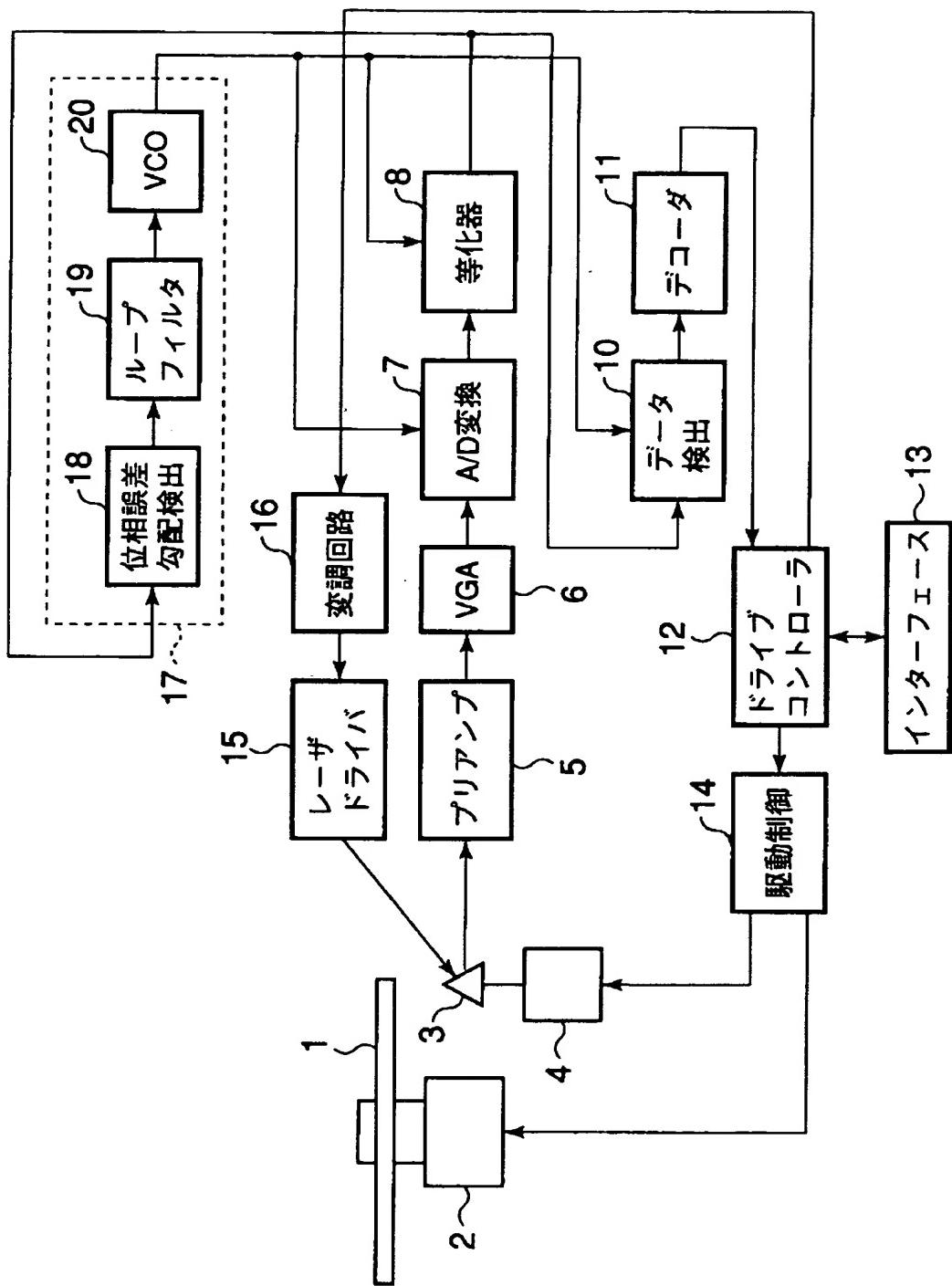
【符号の説明】

- 1 …光ディスク、
- 2 …スピンドルモータ、
- 3 …光ヘッド、
- 4 …サーボモータ、
- 5 …プリアンプ、
- 6 …VGA、
- 7 …A／D変換回路、
- 8 …等化器、
- 10 …データ検出回路、
- 11 …デコーダ、
- 12 …ドライブコントローラ、
- 13 …インターフェース、
- 14 …駆動制御回路、
- 15 …レーザドライバ、
- 16 …変調回路、
- 17 …タイミング制御回路、
- 18 …位相誤差勾配検出回路、
- 19 …ループフィルタ、
- 20 …VCO。

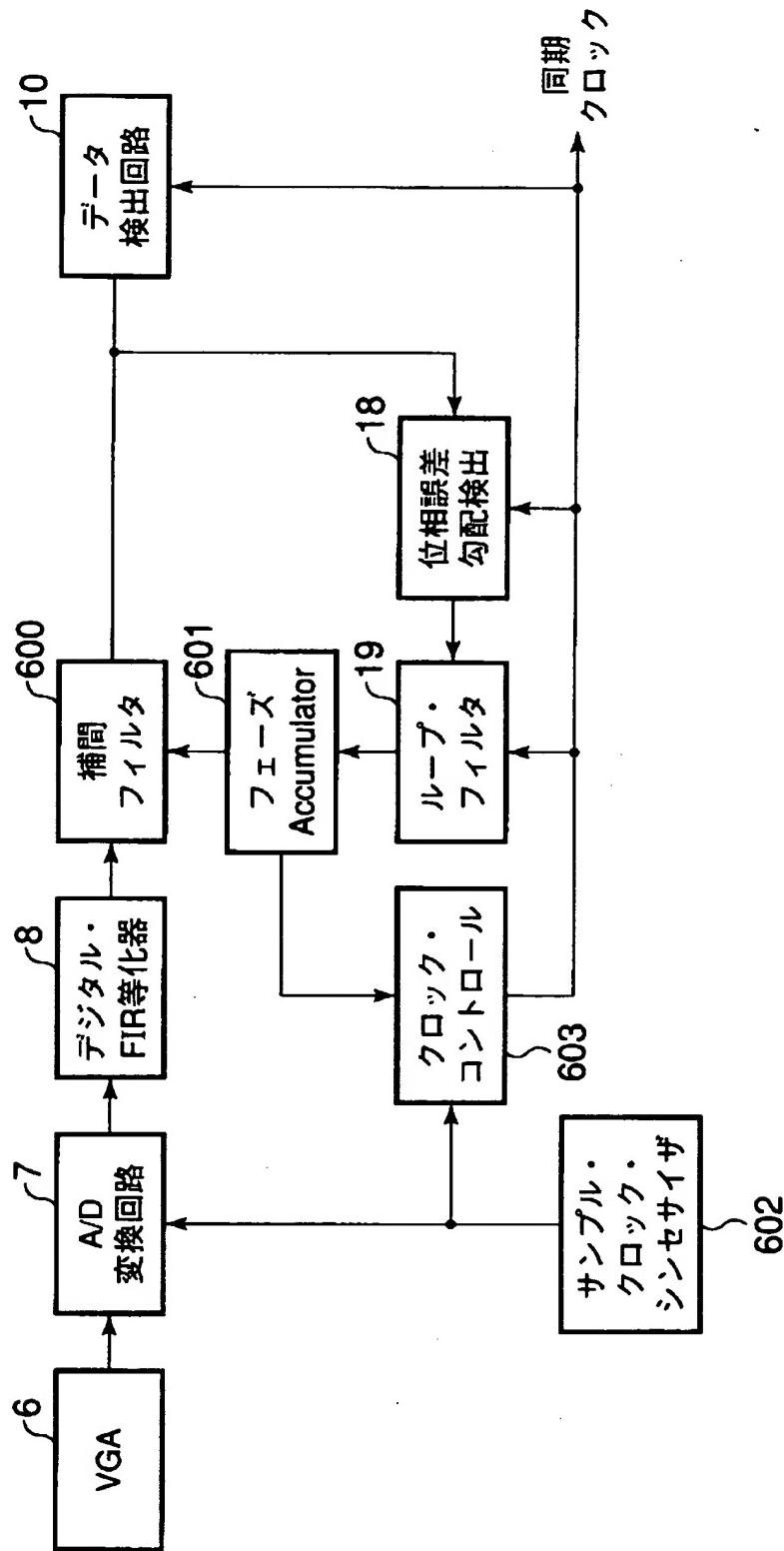
【書類名】

図面

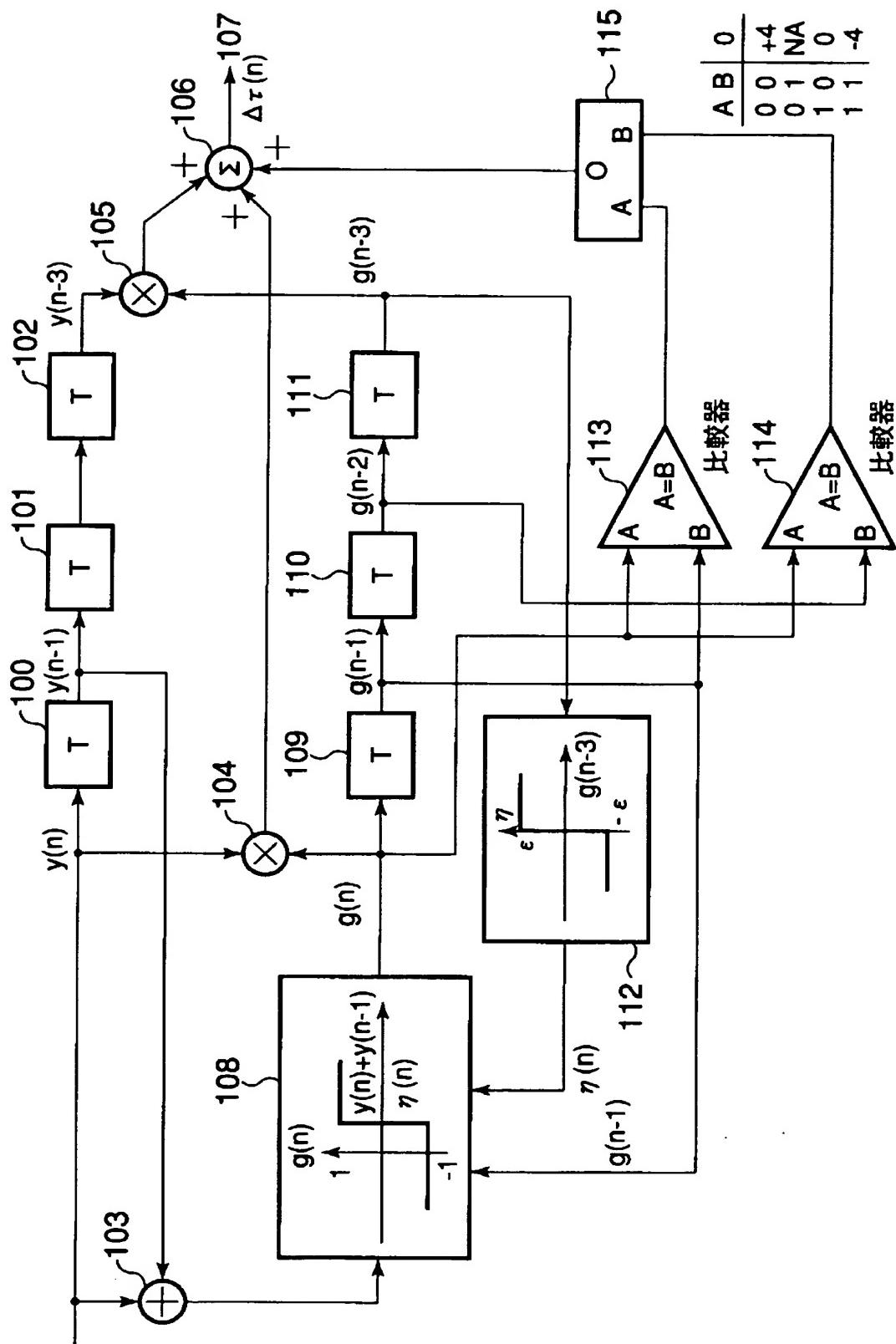
【図1】



【図2】



【図3】

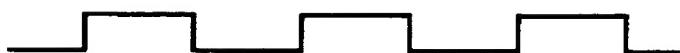


【図4】

(a) RLL符号

.....1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0

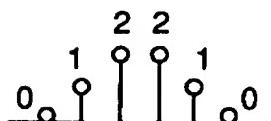
(b) 書込み信号



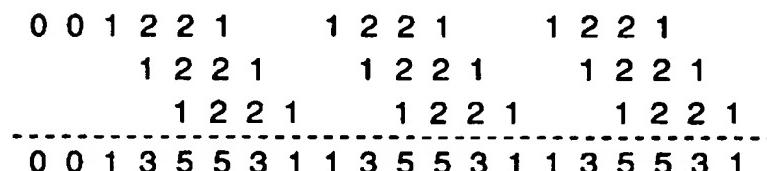
(c) 書込みビット列

1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0

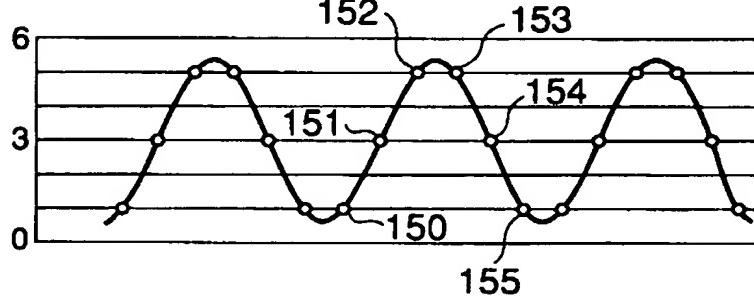
(d) 応答波形



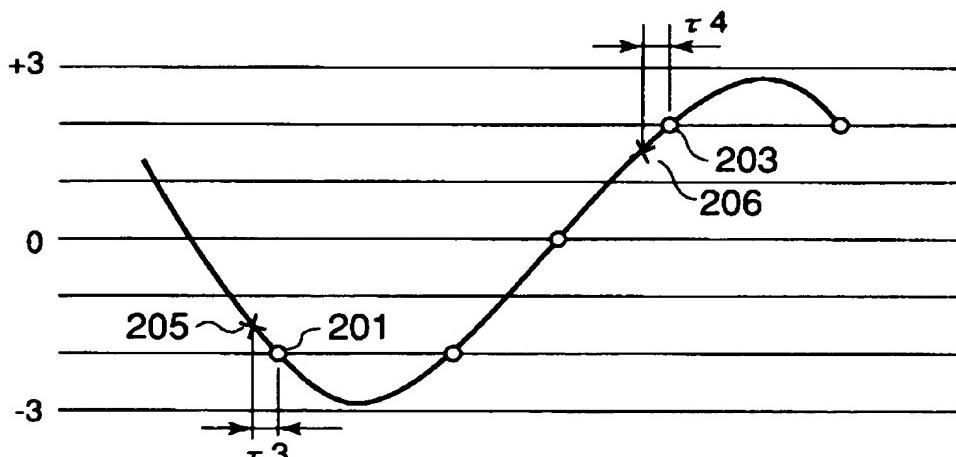
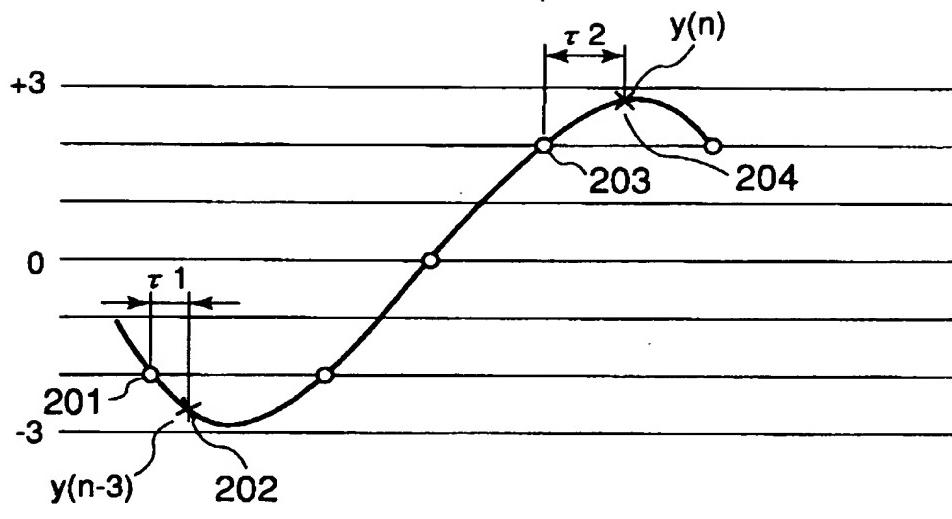
(e) 応答波形の重ね合わせ



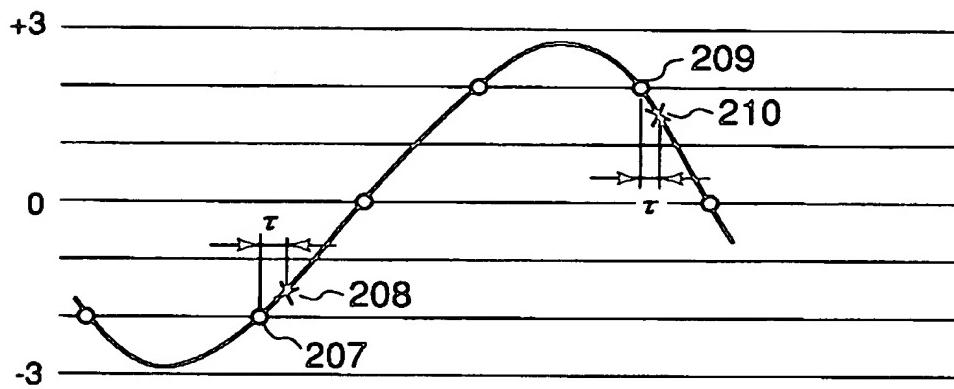
(f) 再生波形



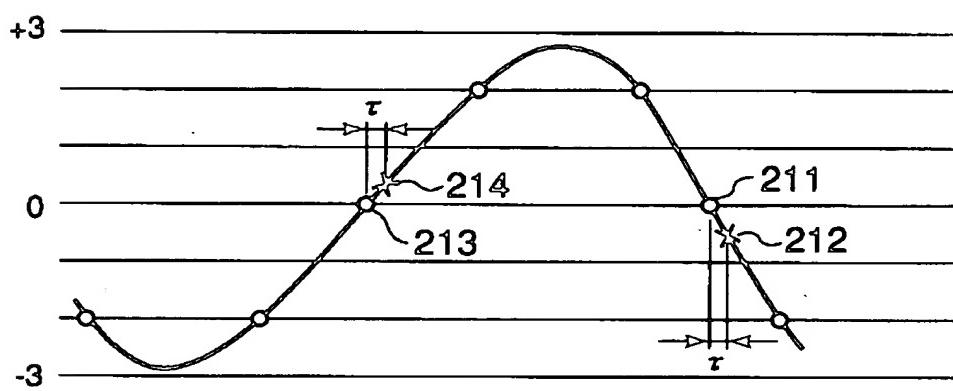
【図5】



【図6】

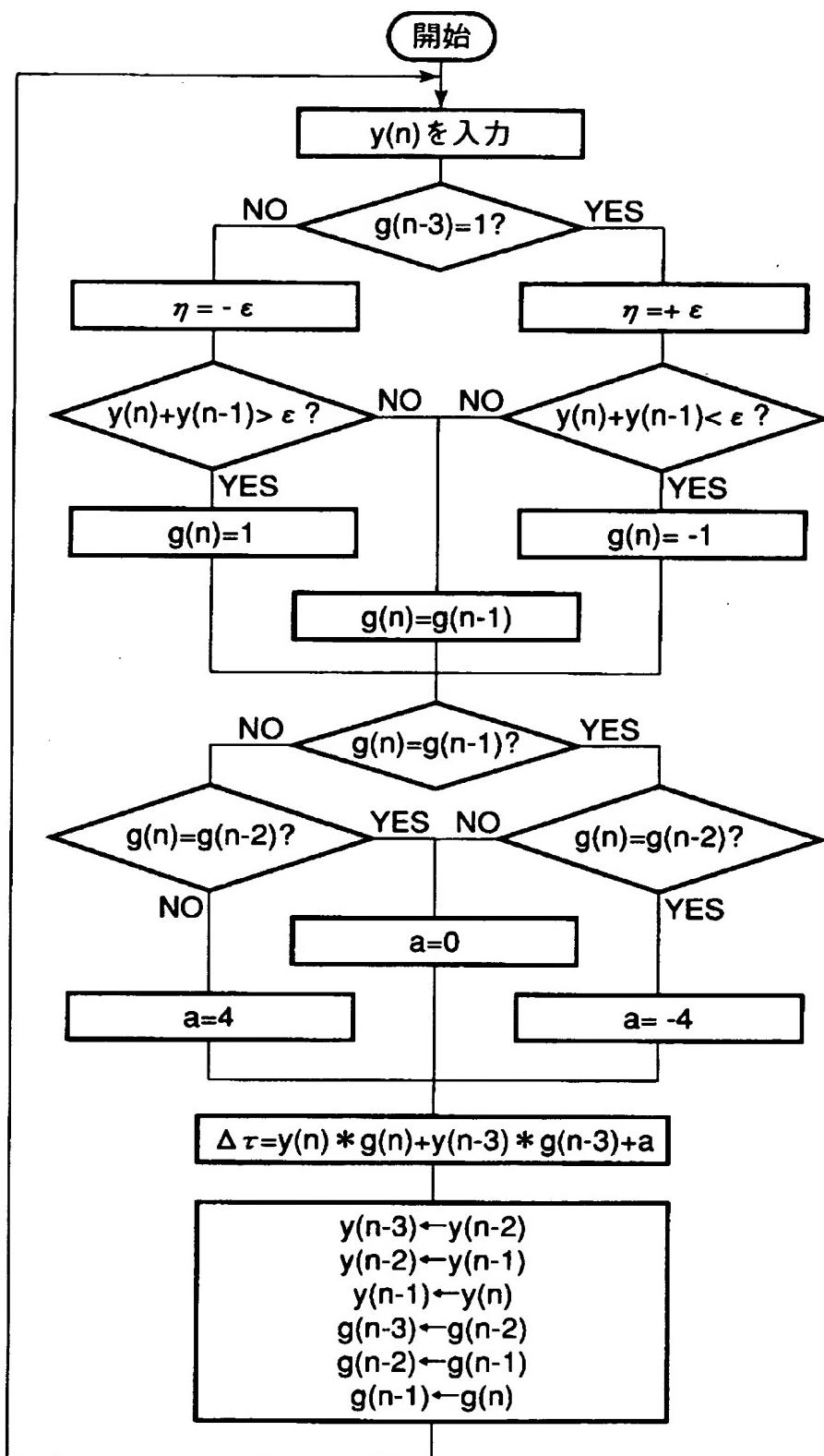


(a)

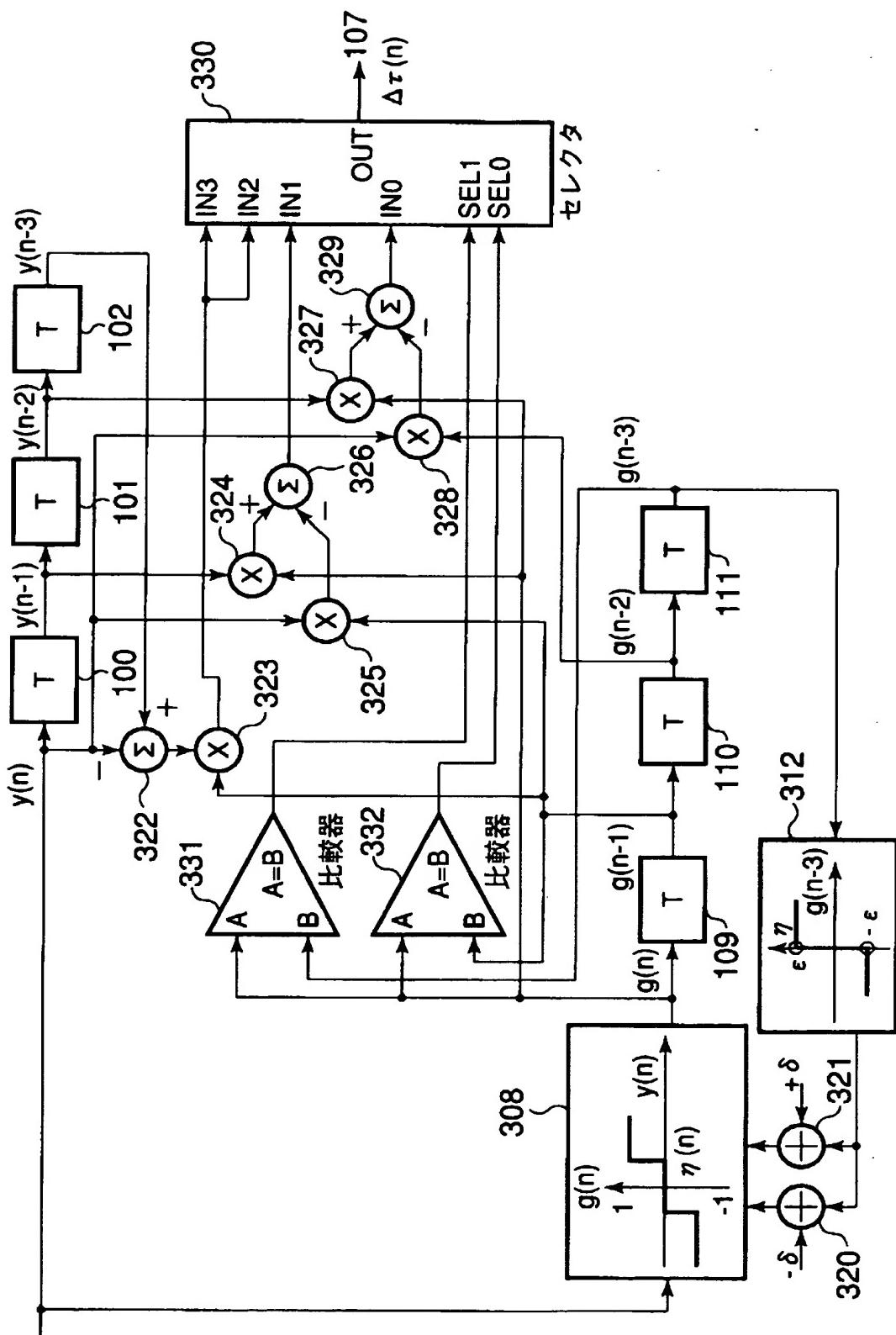


(b)

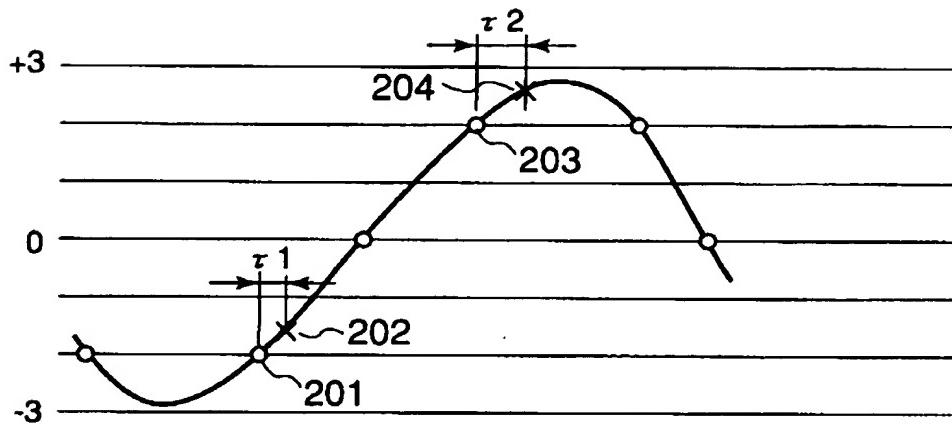
【図7】



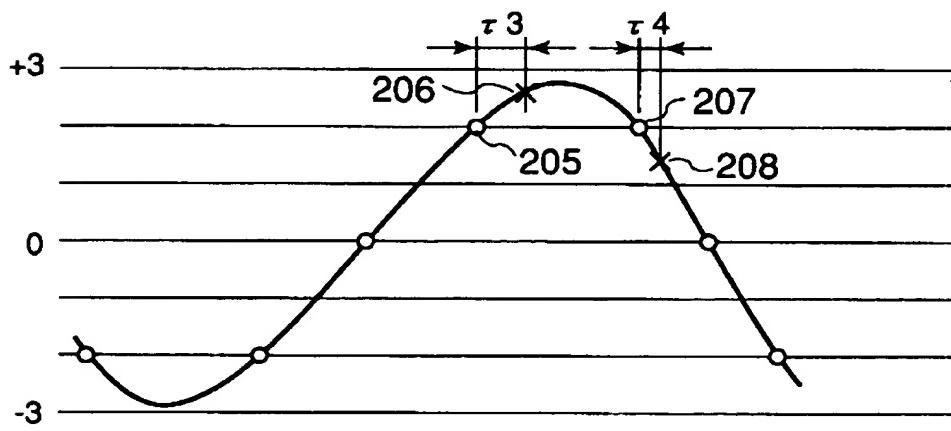
【図8】



【図9】

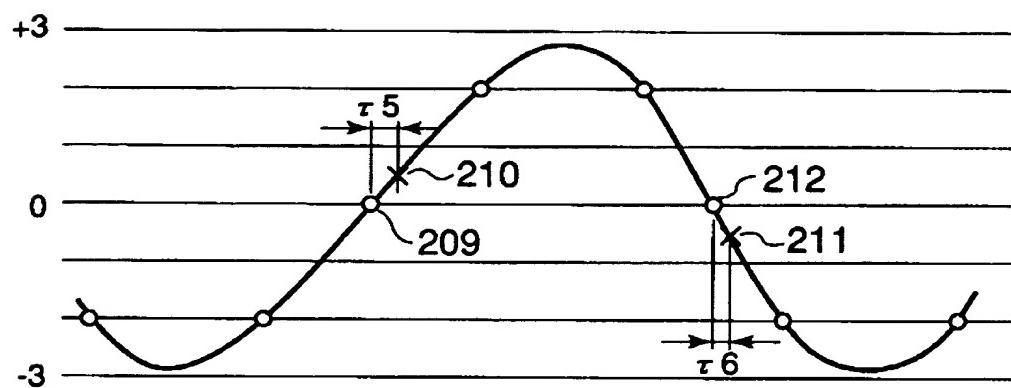


(a)

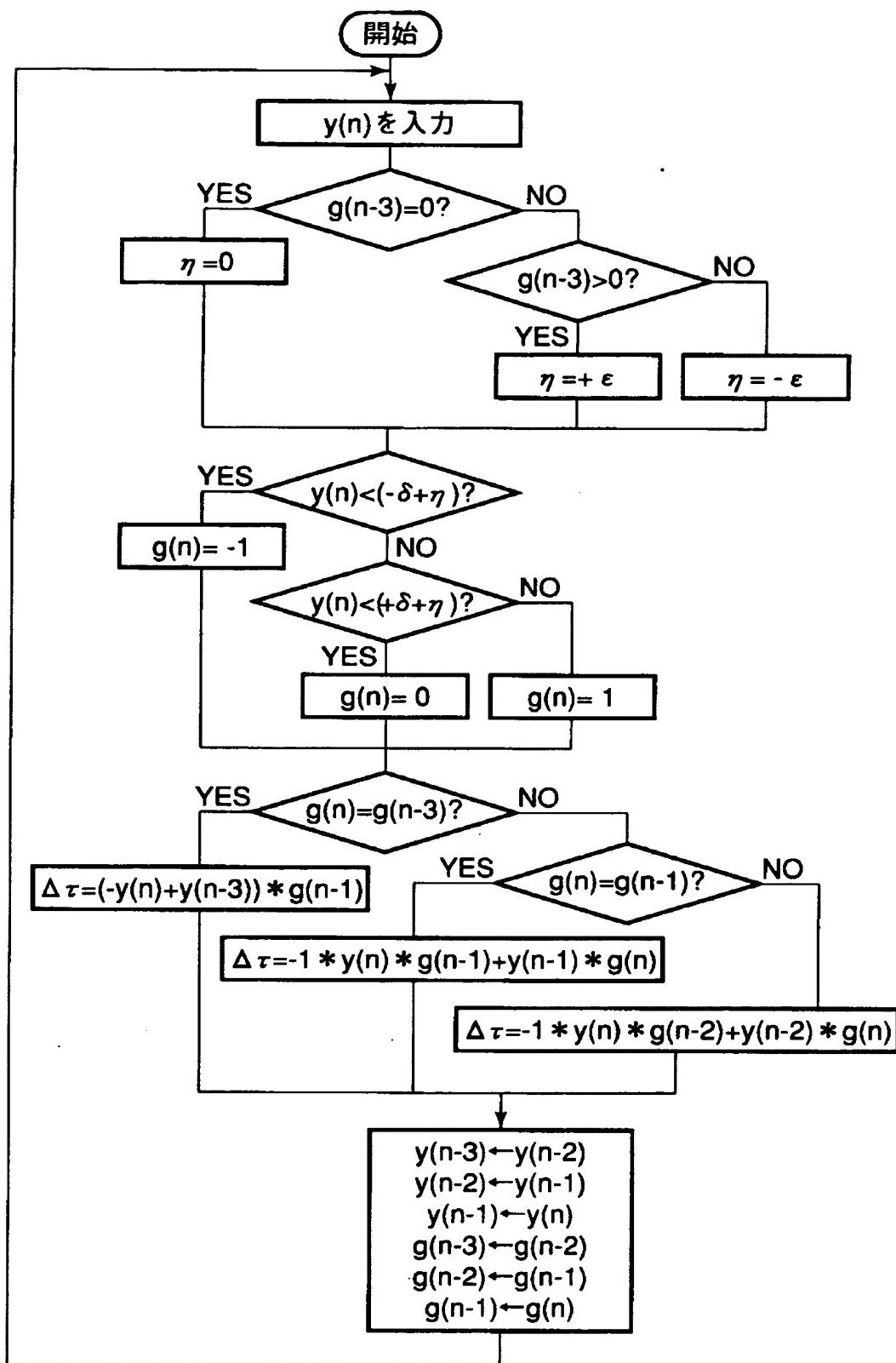


(b)

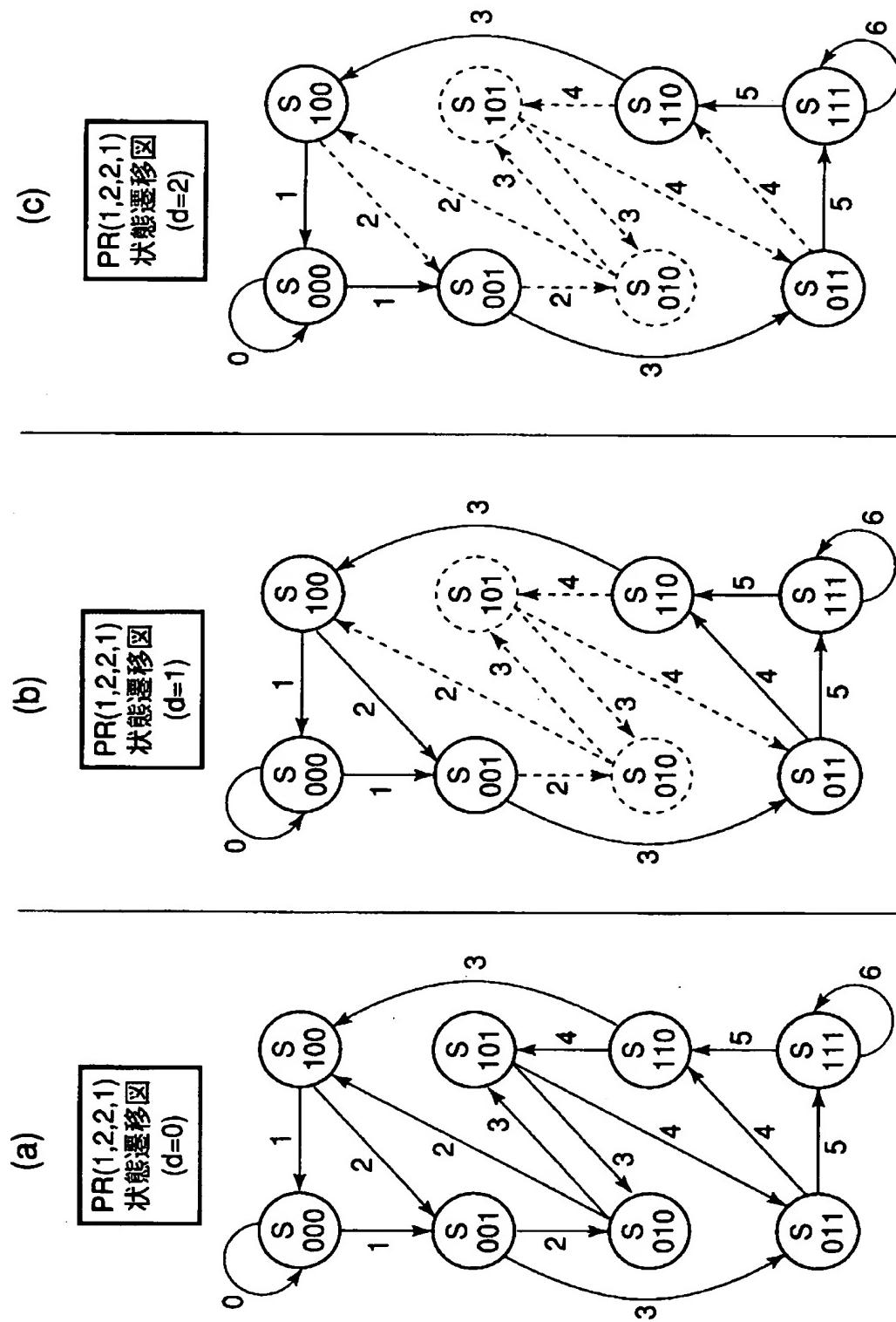
【図10】



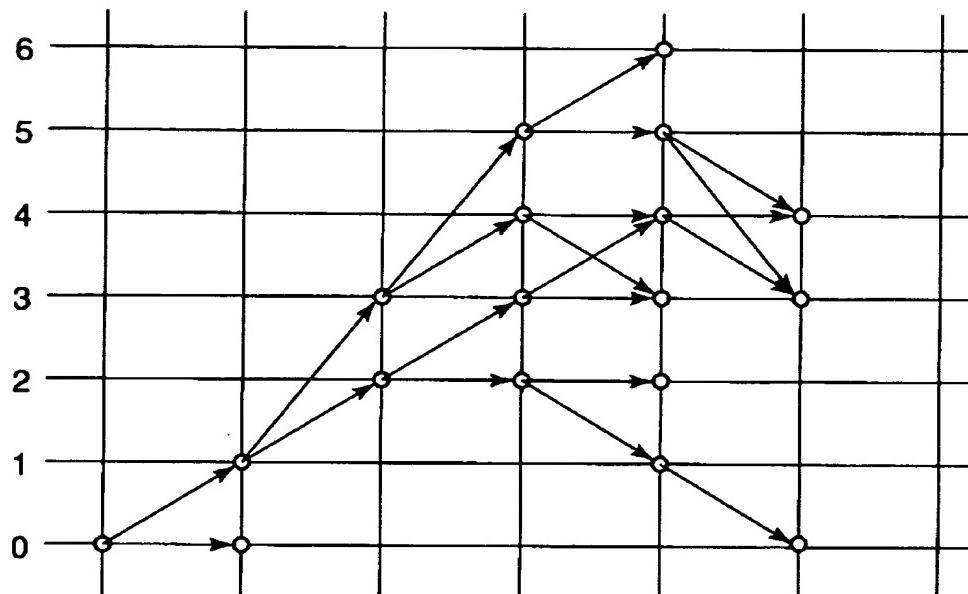
【図11】



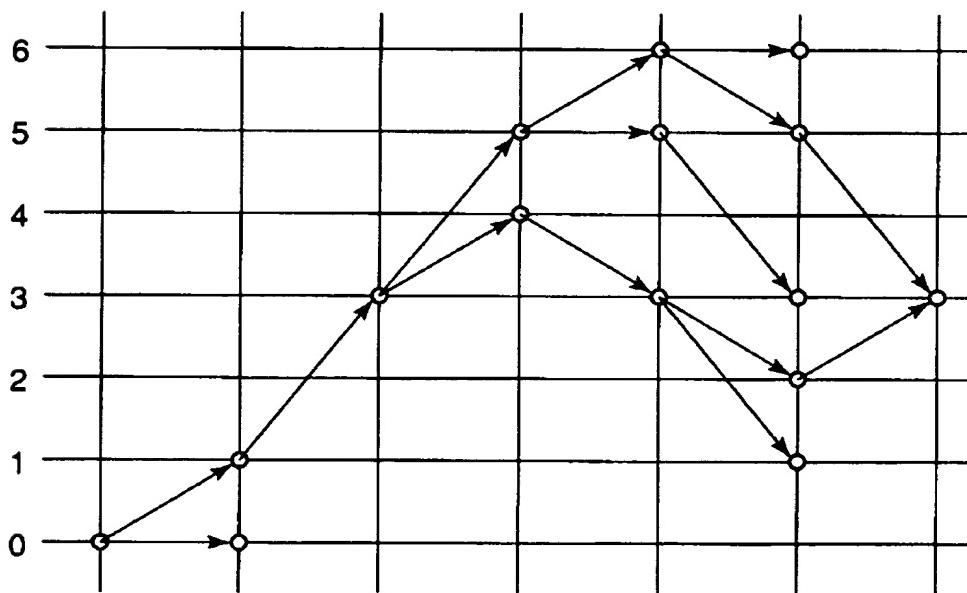
【図12】



【図13】



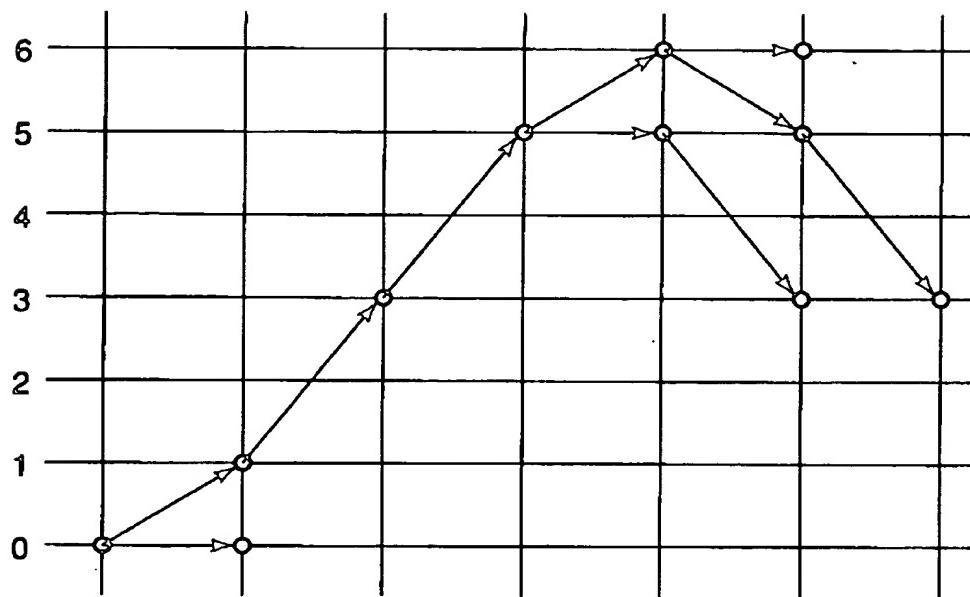
(a)



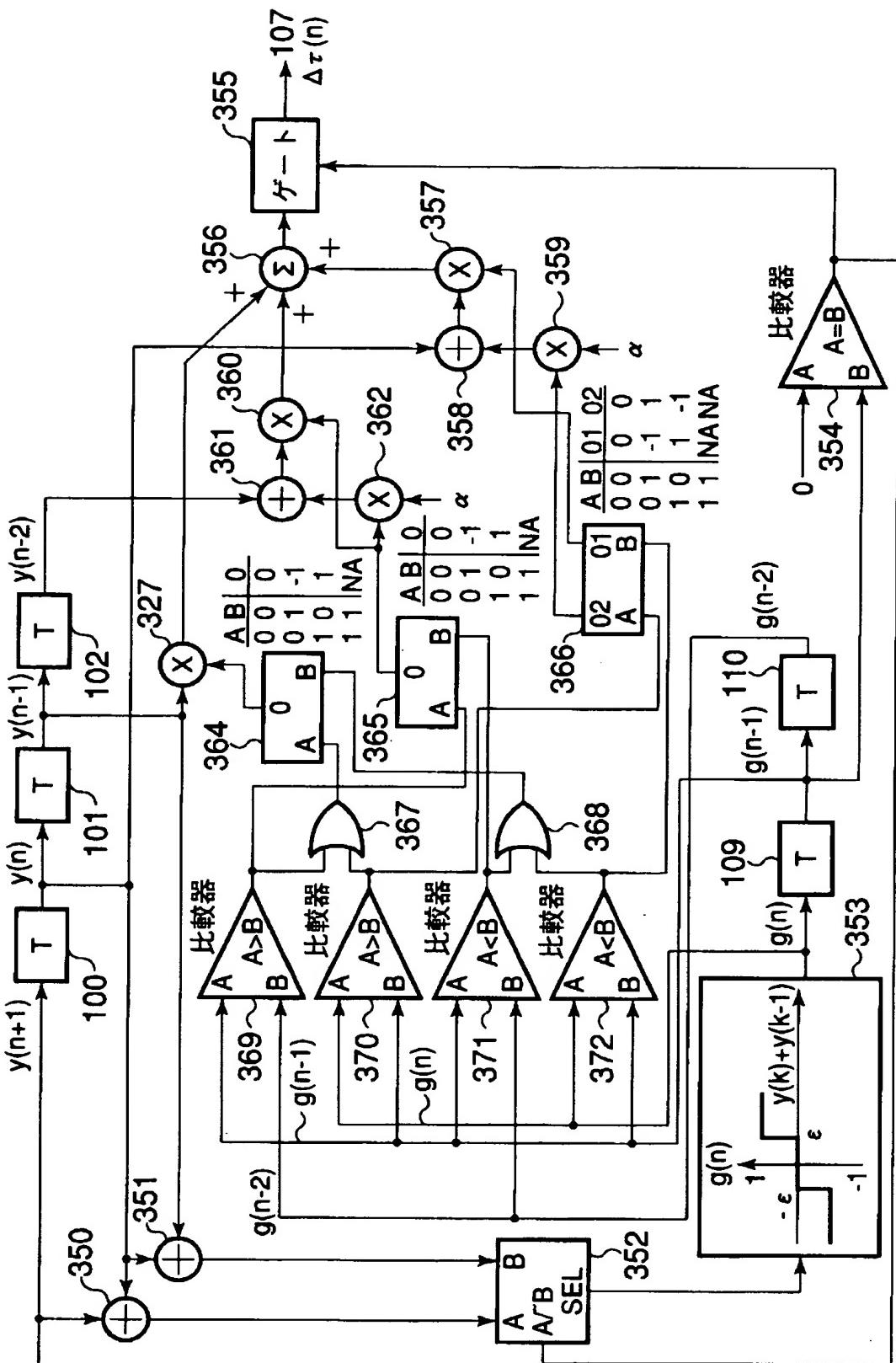
(b)

三

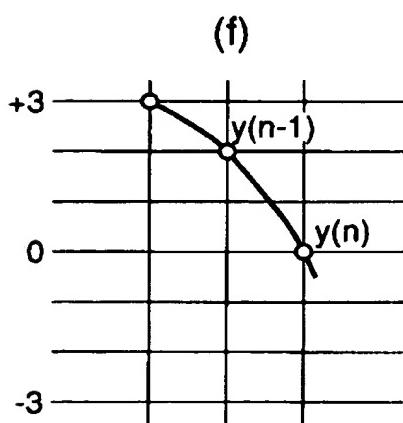
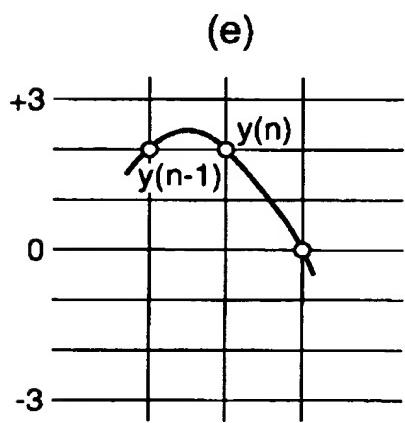
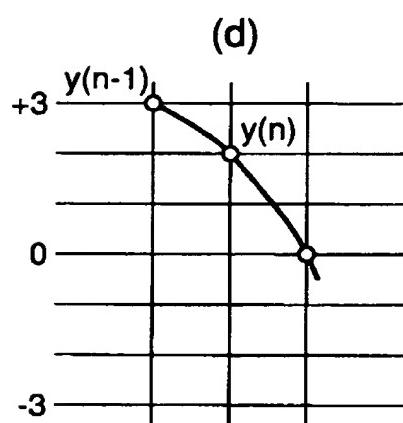
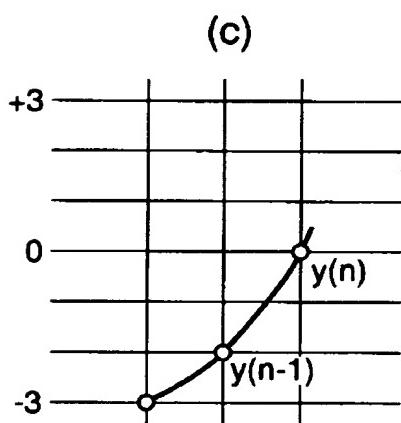
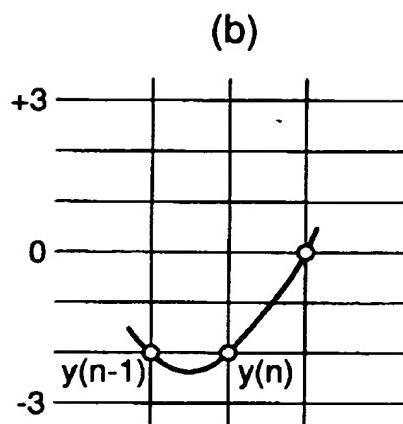
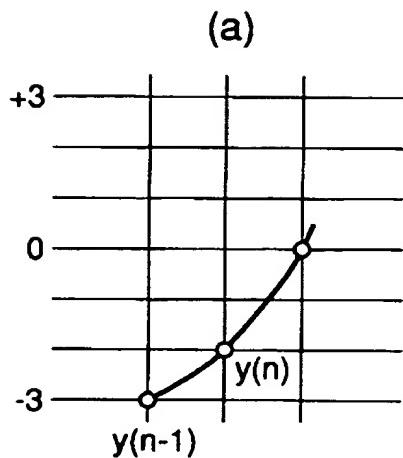
【図14】



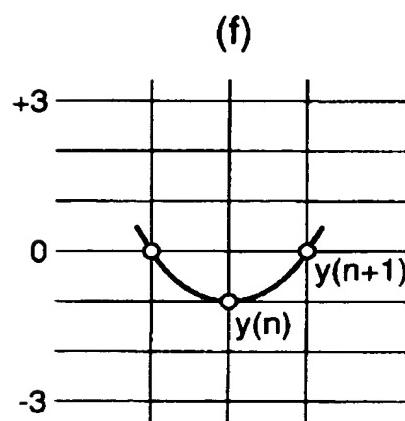
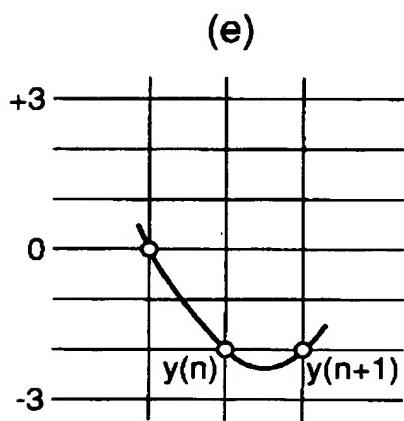
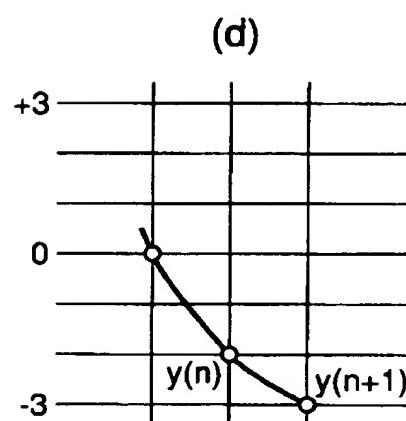
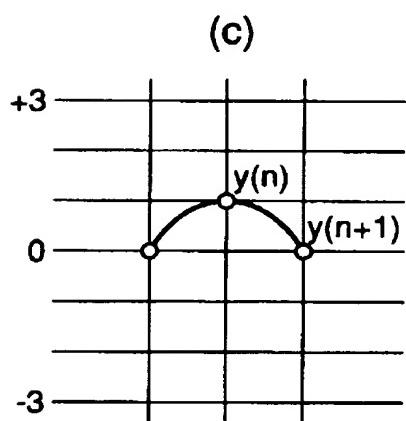
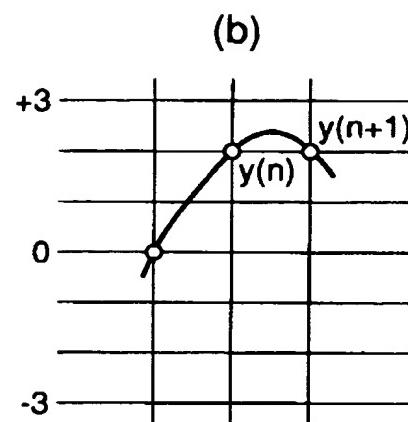
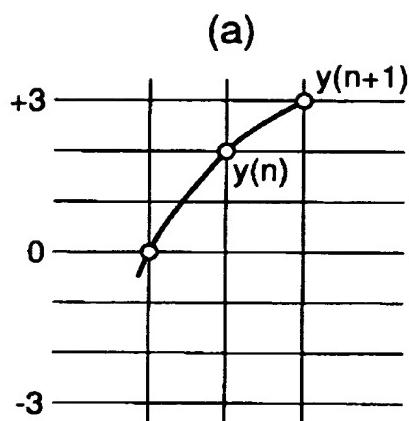
【図15】



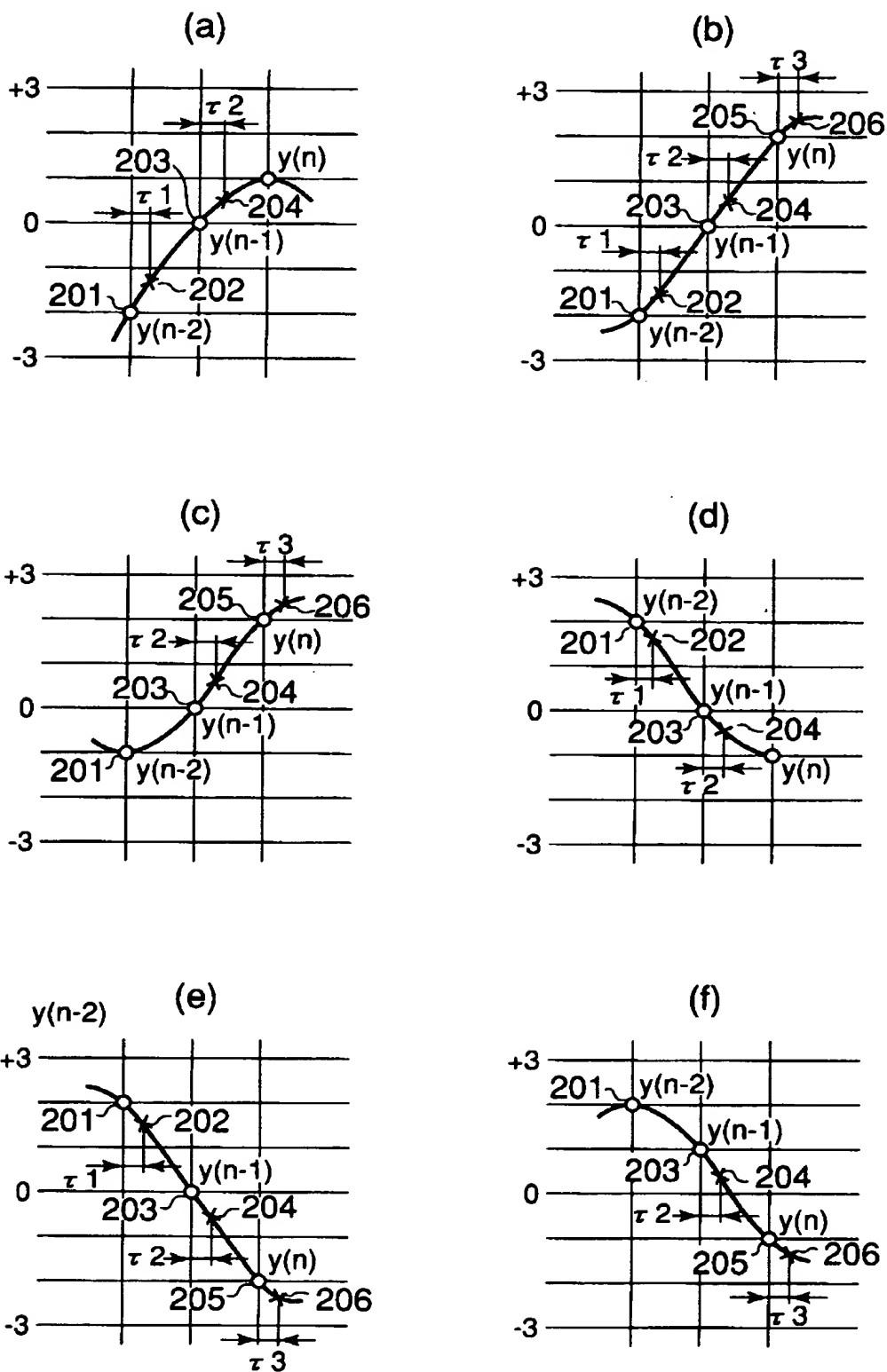
【図16】



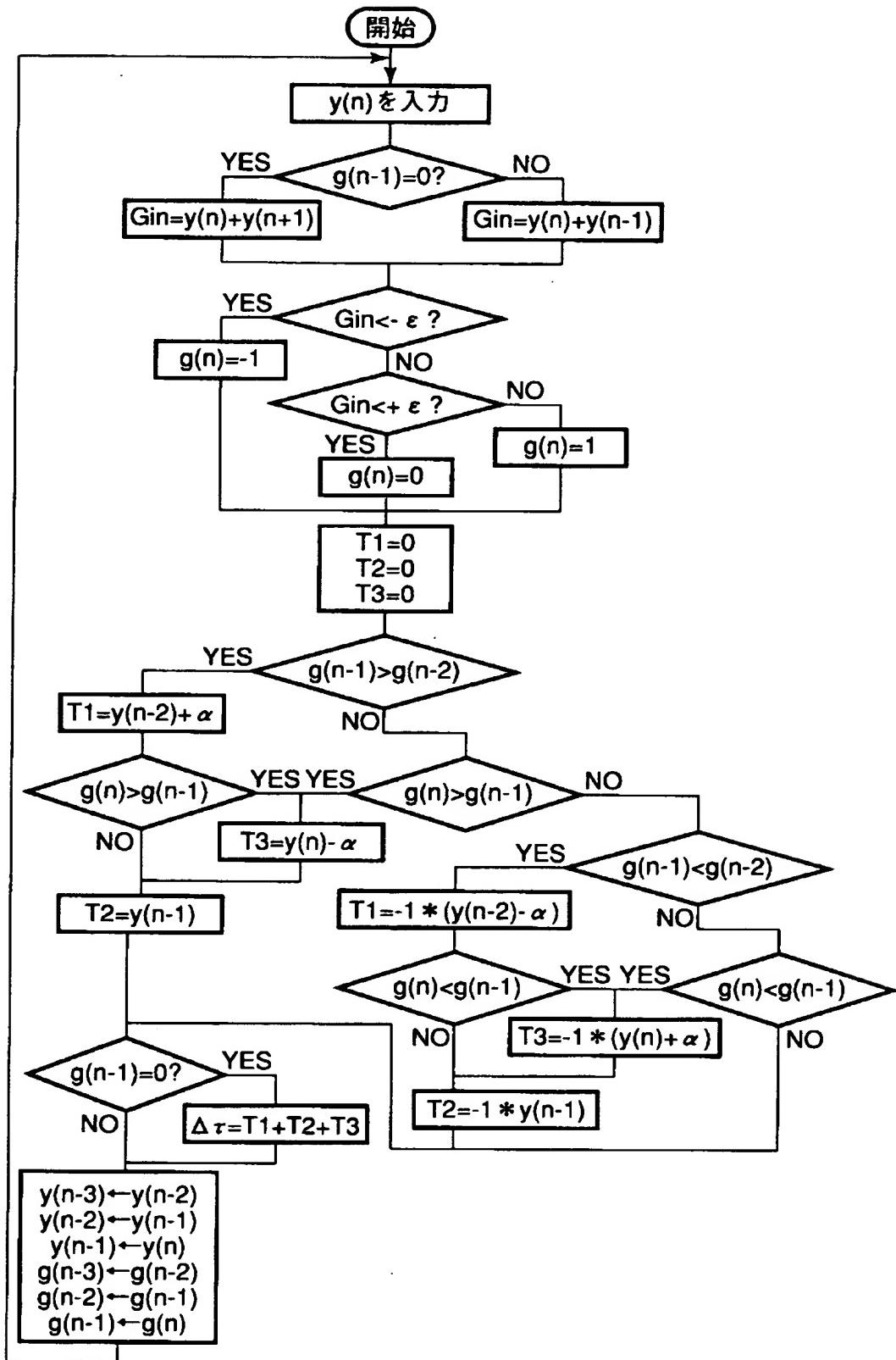
【図17】



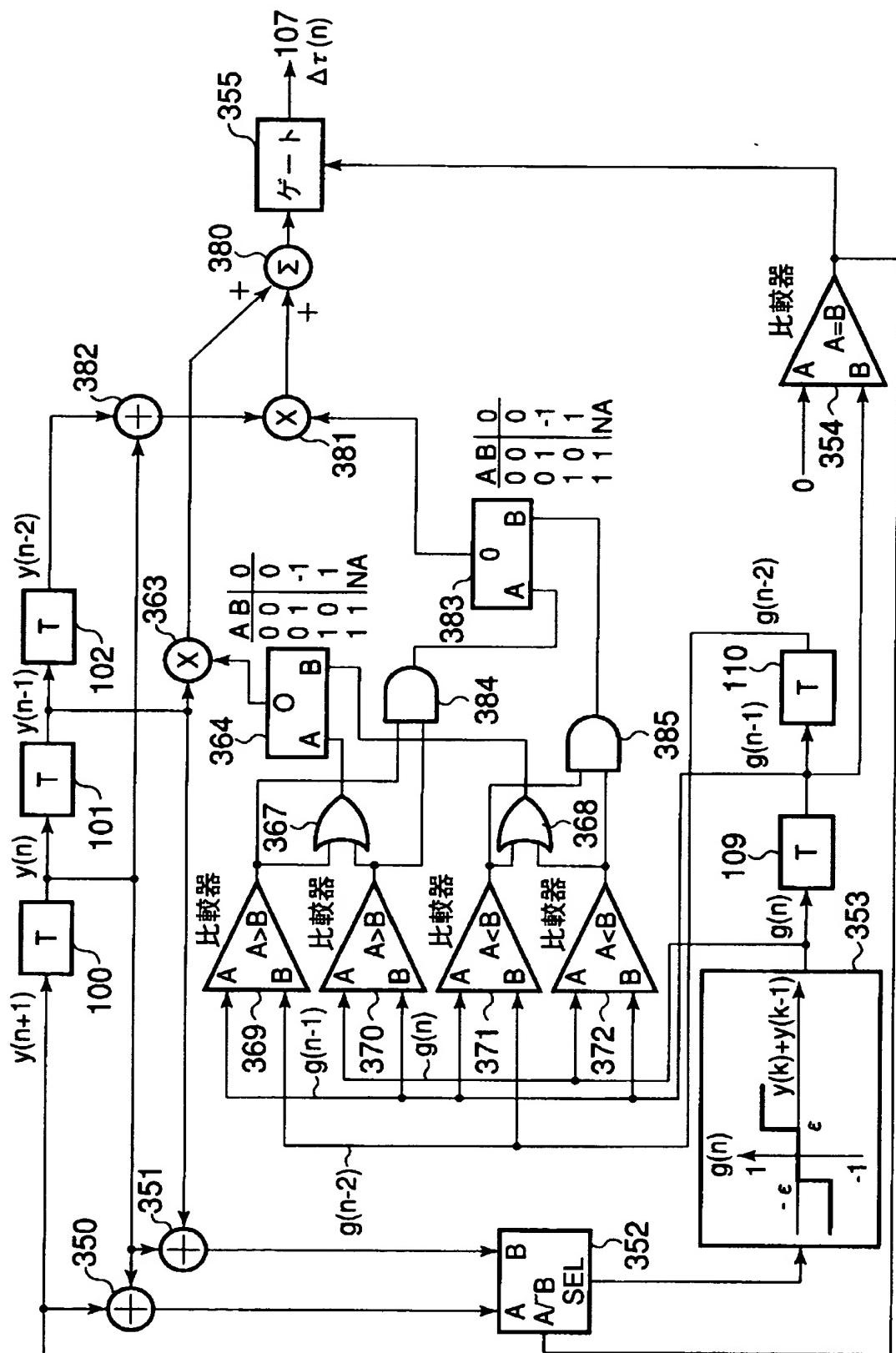
【図18】



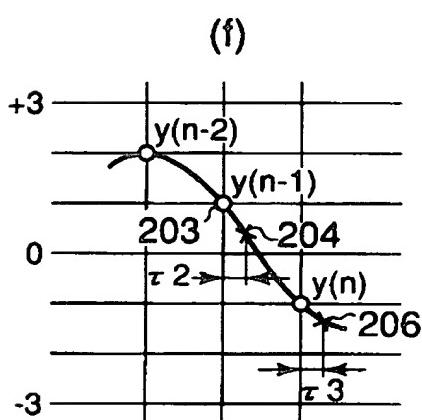
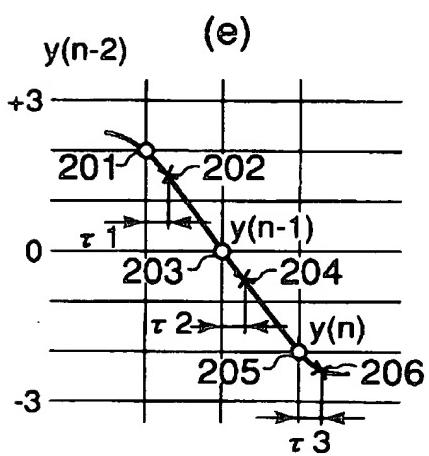
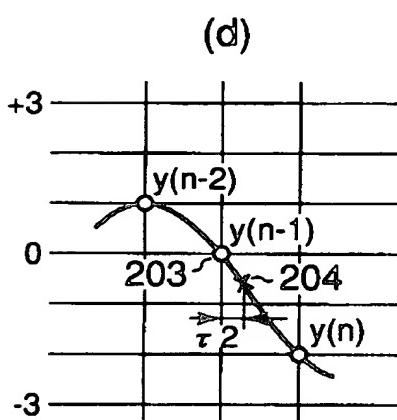
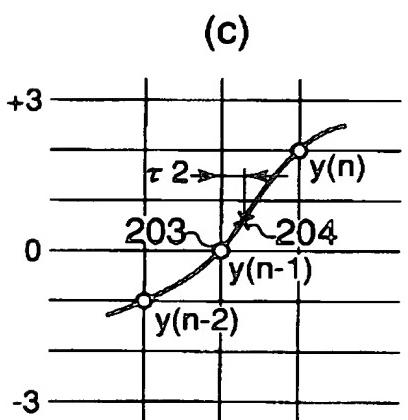
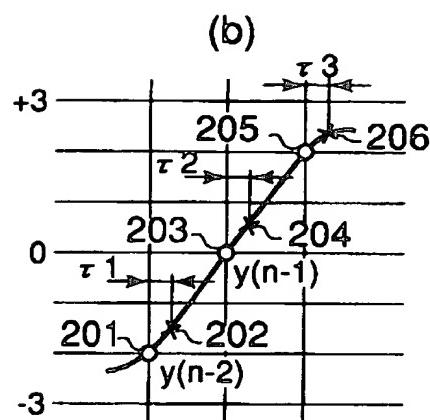
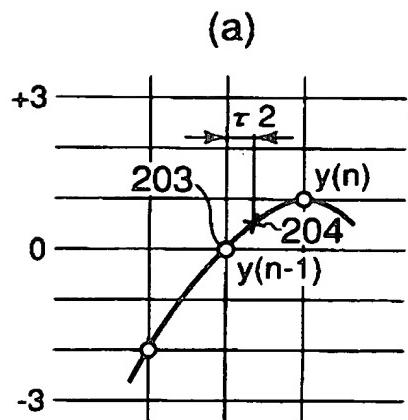
【図19】



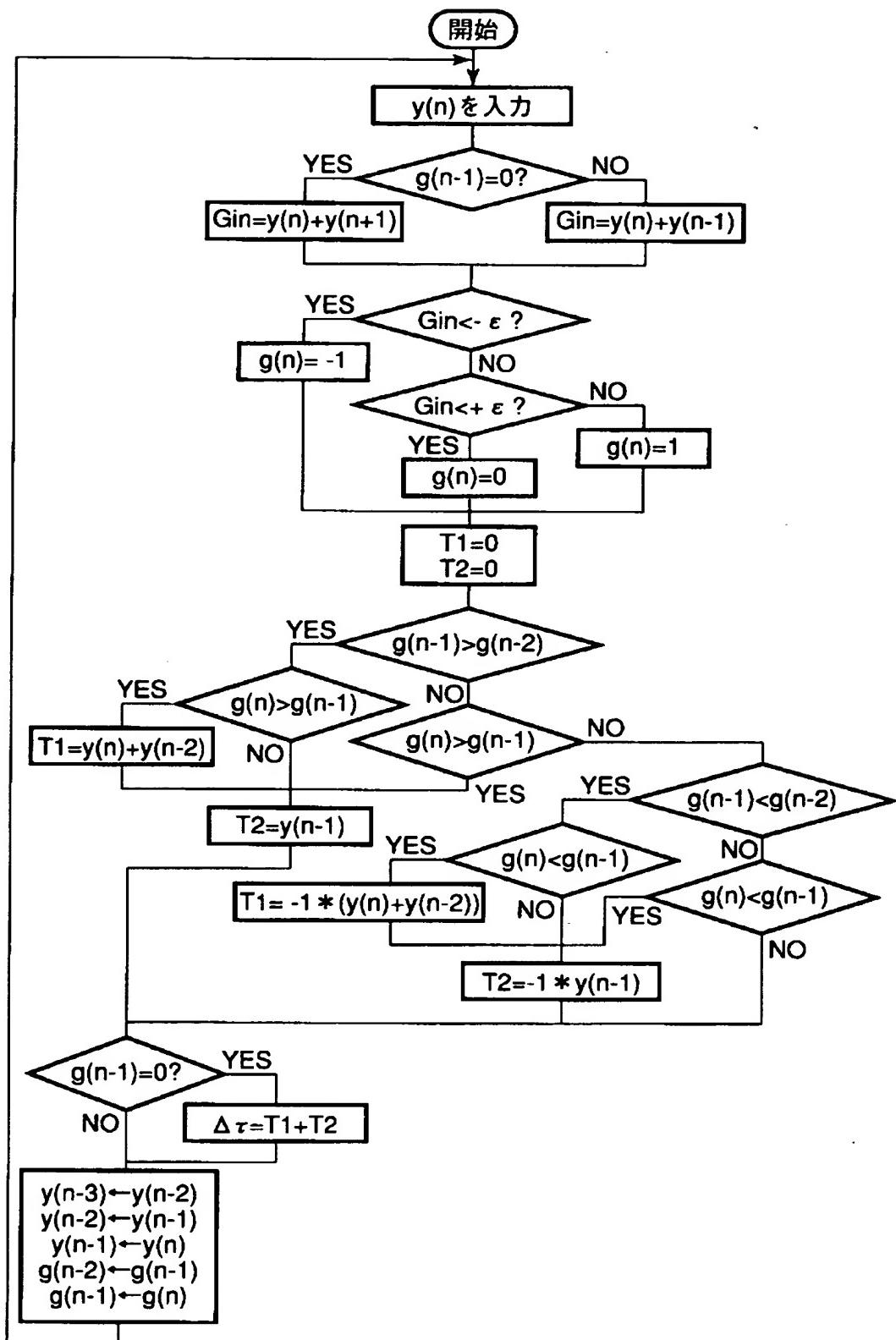
【図20】



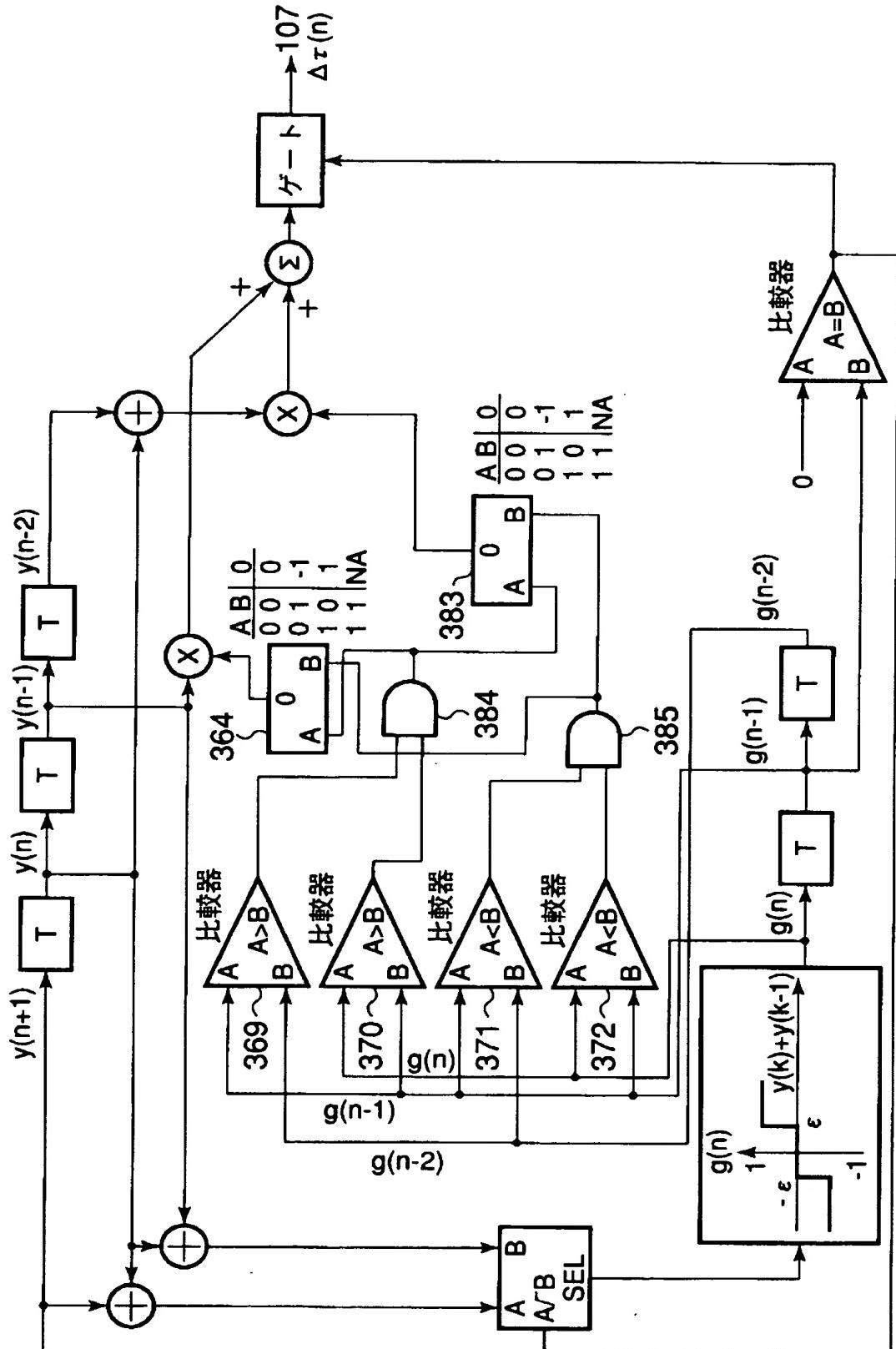
【図21】



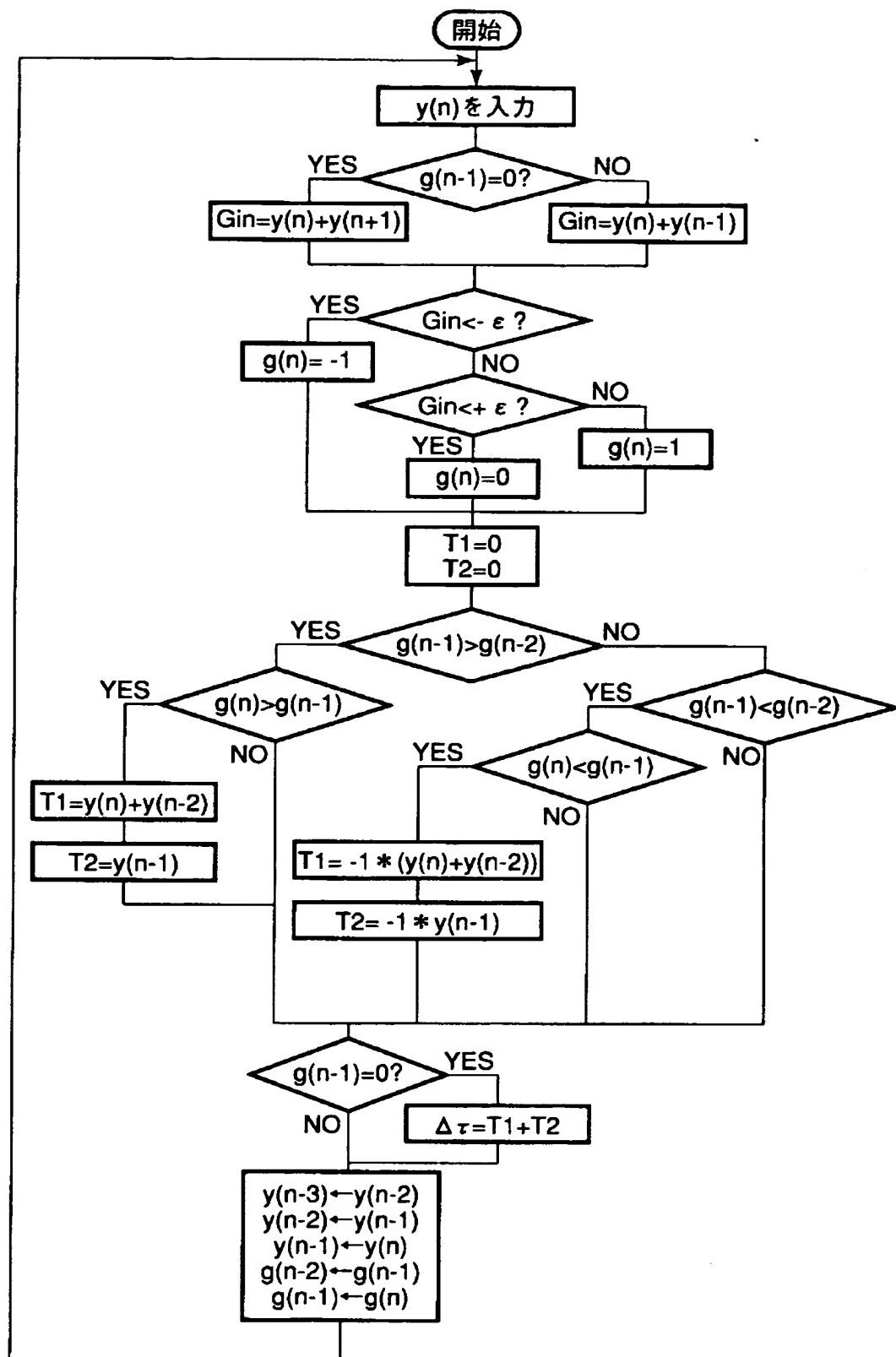
【図22】



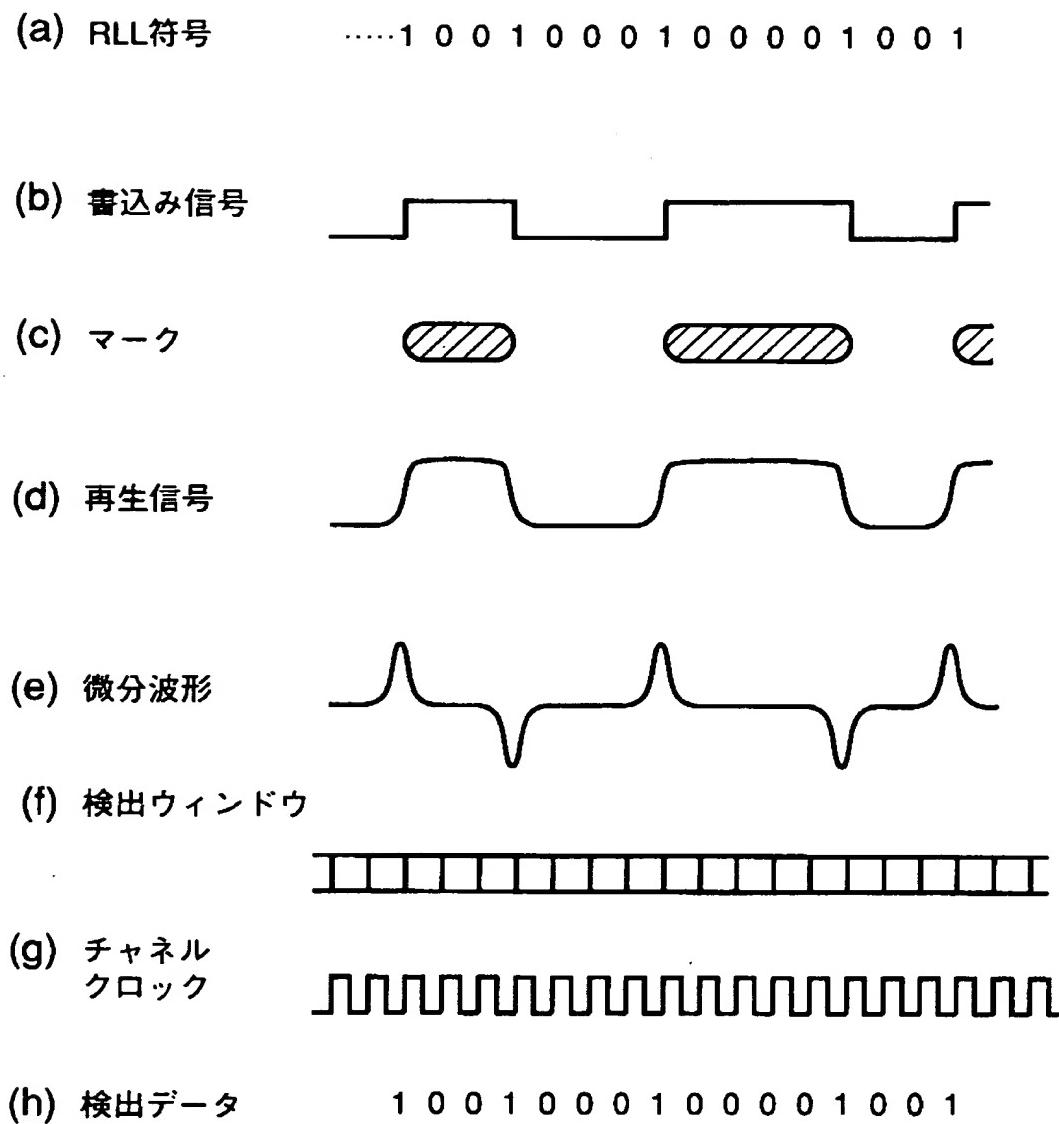
【図23】



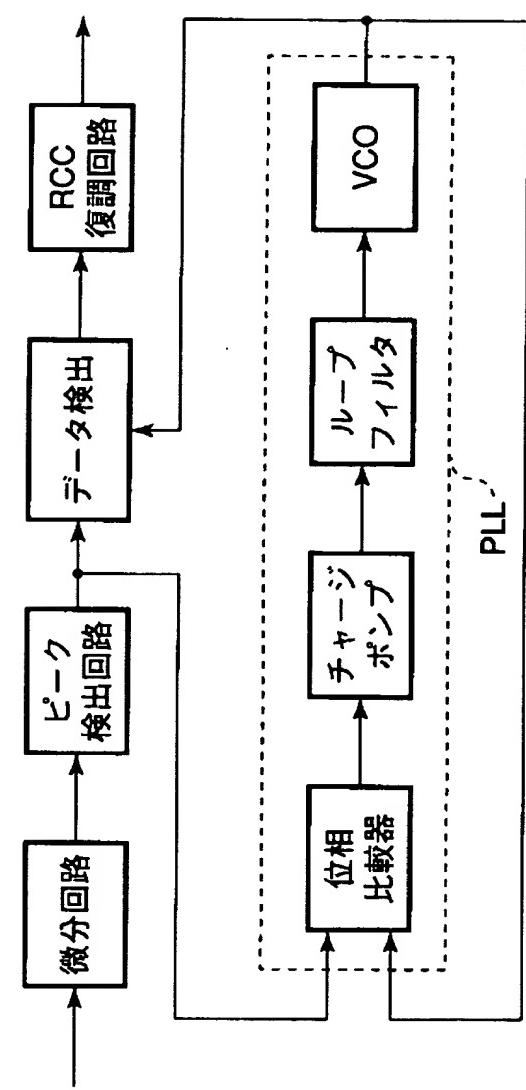
【図24】



【図25】



【図26】



【図27】

(a) RLL符号1 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0

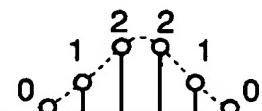
(b) 書込み信号



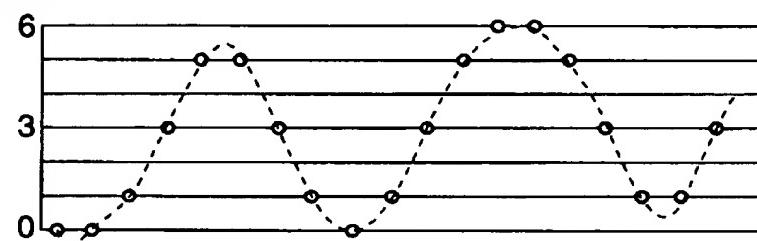
(c) 書込みビット列

0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1

(d) 応答波形

(e) 応答波形の
重ね合わせ

(f) 再生波形



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 この発明は、PR等化後の波形値のレベルが5乃至7となるPRクラスの場合にも、ユーザデータ領域で再生されたデータとリカバリされたチャネルクロックとの同期制御を、高い信頼性をもって可能とし得るデジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方法を提供することを目的としている。

【解決手段】 記録媒体から読み取った信号をクロック周期でサンプリングしてデジタルデータに変換する変換手段と、このデジタルデータをクロックに基づいてパーシャルレスポンスのクラスに合致した波形に等化する等化手段と、この等化された信号波形に対してクロックに基づいてデータ検出を行なう検出手段と、等化された信号波形とクロックとの位相誤差の勾配を検出する位相誤差勾配検出手段と、この手段で検出された位相誤差勾配に基づいてクロックの周波数を制御する制御手段とを備えている。

【選択図】 図1

出願人履歴情報

識別番号 [000003078]

1. 変更年月日 1990年 8月22日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
氏 名 株式会社東芝